



VYSOKÁ ŠKOLA BÁŇSKÁ–TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA
VŠB–TECHNICAL UNIVERSITY OF OSTRAVA

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTER
SCIENCE



KATEDRA TELEKOMUNIKAČNÍ TECHNIKY
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

VLC: implementace modulačního formátu OFDM

VLC: implementation of OFDM modulation format

DIPLOMOVÁ PRÁCE
DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Lukáš Kadlec

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Petr Koudelka.

OSTRAVA, 2016

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Lukáš Kadlec

Studijní program:

N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601T013 Telekomunikační technika

Téma:

VLC: implementace modulačního formátu OFDM
VLC: Implementation of OFDM Modulation Format

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

Cílem absolventské práce je implementace modulačního formátu OFDM do systému VLC (Visible Light Communications). Ukazuje se, že velice problematickým aspektem implementace OFDM do systémů VLC je nelineární převodní charakteristika LED. Cílem práce je provést analýzu vlivu nelineární převodní charakteristiky LED při implementaci OFDM modulačního formátu a na základě výsledků navrhnout způsob řešení.

1. Popište problematiku VLC na bázi standardu IEEE 802.7.15.
2. Popište princip činnosti a vlastnosti OFDM modulačního formátu.
3. Proveďte obvodové řešení implementace OFDM do VLC systému.
4. Proveďte návrh řešení modulátoru a demodulátoru v prostředí LabView. V případě modulátoru proveďte návrh linearizačního obvodu.
5. Proveďte reálné měření s využitím bodového světla na bázi LED. Proveďte analýzu vlivu nelineární převodní charakteristiky LED na vlastnosti přenosového řetězce.
6. Proveďte vyhodnocení naměřených výsledků.

Seznam doporučené odborné literatury:

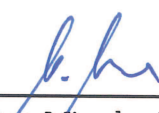
[1] GHASSEMLOOY, Z., W. POPOOLA a S. RAJBHANDARI. *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB*. Boca Raton: CRC Press, 2013. ISBN 978-1-4398-5188-3.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Petr Koudelka**

Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 29.04.2016


doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Ostrava

27.4.2016

Kaollec

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Koudelkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc při vypracování této diplomové práce. Též bych chtěl poděkovat Ing. Radku Martinkovi, Ph.D. za jeho pomoc při práci se softwarem od National Instruments.

Ostrava 27.4.2016

..... Kadlec
(podpis autora)

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá problematikou komunikace ve viditelném světle VLC (Visible Light Communication), konkrétně modulační technikou ortogonálního frekvenčně děleného multiplexu OFDM, která je trendem v dnešních informačních systémech, jako je DVB-T nebo Wi-Fi. V prvních kapitolách práce je popsán koncept komunikace ve viditelném světle. V následujících kapitolách je popsána základní teorie k modulačním formátům, které využívá modulační technika OFDM a v závěrečné kapitole teorie je popsán ortogonální frekvenčně dělený multiplex (OFDM). V praktické části je rozebrán postup návrhu modulátoru a demodulátoru OFDM včetně komunikačního kanálu. Pro ověření funkčnosti navrženého OFDM systému bylo provedeno simulační měření, byly proměřeny základní parametry jako je BER, EVM nebo PAPR. Implementovaný OFDM systém pak byl realizován pro přenos dat pomocí signálového generátoru, bodového LED světla a signálového analyzátoru. V této části byla určena vzdálenost, kterou je možné dosáhnout pomocí našeho konceptu.

KLÍČOVÁ SLOVA

VLC; OFDM; modulační formáty; LED; amplituda chybového vektoru

ABSTRACT

Diploma thesis deals with the problematic with Visible Light Communication VLC, specifically modulation technique OFDM, which is trend in today information systems like as DVB-T or Wi-Fi. In the first chapters of thesis is described concept of visible light communication. In following chapters is described basic theory to modulation formats, which are used for OFDM modulation technique and in last chapter of theory is described orthogonal frequency division multiplexing. In the practical part of diploma thesis is analyze design of modulator and demodulator OFDM including communication channel. To verify the functionality of the proposed OFDM system simulation measurements was performed and basic parameters such as BER, EVM or PAPR were measured. Implemented OFDM system was then realized to transfer data using the signal generator, LED spot light and signal analyzer. In this section was determined distance, which can be achieved by using our concept.

KEYWORDS

VLC; OFDM; modulation formats; LED; error vector magnitude

OBSAH

1	Úvod	11
1.1	Cíle diplomové práce	12
2	Komunikace ve viditelném světle (VLC)	13
2.1	Historický vývoj VLC	13
2.2	Popis systému	14
2.3	Porovnání VLC, IR a RF komunikačních technologií	15
2.4	IEEE: 802.15.7: VLC	16
3	Klasifikace modulačních technik	17
3.1	Základní parametry modulací	17
3.1.1	Modulační a přenosová rychlost	17
3.1.2	Šířka pásma	18
3.1.3	Konstelační diagram	18
3.1.4	Bitová chybovost BER	19
3.1.5	Modulační chybovost MER	20
3.1.6	Amplituda chybového vektoru (EVM)	20
3.2	Digitální modulace	20
3.2.1	Dvoustavové digitální modulace	20
3.2.2	Vícestavové digitální modulace	22
4	Ortogonální multiplex s frekvenčním dělením	25
4.1	Historický pohled na OFDM	25
4.2	OFDM základy	26
4.2.1	Ortogonalita mezi subnosnými OFDM	27
4.2.2	Implementace diskrétní Fourierovi transformace OFDM	28
4.2.3	Ochranný interval pro OFDM	30
4.2.4	Poměr špičkového výkonu ku střednímu výkonu (PAPR)	32
4.2.5	Spektrální účinnost optické OFDM	34
4.3	OFDM synchronizace	36
4.3.1	STO efekt	36
4.3.2	CFO efekt	37
4.3.3	Časová synchronizace OFDM	38
4.3.4	Frekvenční synchronizace	40
4.4	Odhad kanálu	41
4.4.1	Odhad pomocí pilotů	42
4.5	ACO-OFDM a DC-OFDM	43
4.5.1	ACO-OFDM	43

4.5.2	DCO-OFDM	44
5	Návrh modulátoru a demodulátoru OFDM	45
5.1	OFDM modulátor	45
5.2	Simulační komunikační kanál	47
5.3	OFDM demodulátor	48
6	Simulační část měření	50
6.1	Měření bitové chybovosti BER	51
6.2	Diagram oka	53
6.3	Efekt pulzního tvarování	54
6.4	Měření parametru PAPR	55
6.5	Měření EVM	56
7	Praktická část měření	57
7.1	Signálový generátor PXI-5670	57
7.2	Signálový analyzátor PXI-5661	57
7.3	Měření OFDM	58
7.3.1	Měření QPSK OFDM	60
7.3.2	Měření 16-QAM OFDM	64
7.3.3	Měření 64-QAM OFDM	68
8	Nelineární charakteristika LED	72
8.1	Návrh linearizace	72
9	Závěr	74
	Literatura	76
	Seznam příloh	79
A	Konstelační diagramy	80
A.1	Konstelační diagramy pro modulaci QPSK	80
A.2	Konstelační diagramy pro modulaci 16-QAM	83
A.3	Konstelační diagramy pro modulaci 64-QAM	86

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Blokový diagram VLC systému.	15
3.1	Konstelační diagram pro 4-QAM a 16-QAM.	18
3.2	Amplituda chybového vektoru EVM.	21
3.3	Digitální modulace ASK.	22
3.4	Digitální modulace FSK.	22
3.5	Digitální modulace PSK.	23
3.6	Konstelační diagram pro a) QPSK b) 8-PSK c) 16-PSK [21].	23
3.7	Blokové schéma kvadraturního modulátoru a demodulátoru [19].	24
4.1	Koncepční diagram pro modulaci s více nosnými.	27
4.2	Princip dělení pásma OFDM.	29
4.3	OFDM symbol s CP.	31
4.4	Popis OFDM symbolu s CP v časové a frekvenční oblasti.	31
4.5	Efekt ISI vícecestného kanálu pro každou subnosnou.	32
4.6	Efekt ISI vícecestného kanálu OFDM symbolu s délkou CP větší než maximální zpoždění šíření.	33
4.7	OFDM symbol s cyklickým prefixem a suffixem.	34
4.8	OFDM symbol s ZP.	34
4.9	Doplňková kumulativní distribuční funkce P_c pro PAPR signálu OFDM s různým počtem subnosných.	35
4.10	Optické spektrum pro N vlnově dělených kanálů (WDM).	35
4.11	Optické spektrum pro OFDM signál pro jednu vlnovou délku	36
4.12	Optické spektrum pro OFDM signál pro více kanálů bez ochranného pásma	36
4.13	Čtyři různé případy výchozího bodu OFDM symbolu.	37
4.14	Konstelace signálu ovlivněného STO.	38
4.15	Konstelace signálu ovlivněného STO pro 3. a 4.případ.	39
4.16	Konstelace signálu ovlivněného CFO.	39
4.17	Časová synchronizace pomocí cyklického prefixu a posuvného okna.	40
4.18	Odhad STO pomocí jednorázových tréninkových symbolů.	40
4.19	Blokový typ pilotních symbolů.	42
4.20	Hřebenový typ pilotních symbolů.	43
4.21	Mřížkový typ pilotních symbolů.	44
5.1	Blokový diagram OFDM systému.	45
5.2	Generátor bitů a bloky pro QAM mapování.	46
5.3	Blok pro vložení nulových subnosných.	46
5.4	Blok pro přidání cyklického prefixu.	47
5.5	Komunikační kanál použitý pro simulaci OFDM.	48
5.6	Bloky pro odebrání cyklického prefixu a implementaci rychlé Fourierovy transformace.	48

5.7	Blok pro odebrání nulových subnosných.	49
5.8	Blok pro demapování QAM symbolů na bity.	49
5.9	Indikátor měření hodnoty BER.	49
6.1	Uživatelské rozhraní OFDM modulace.	50
6.2	Závislost BER na odstupu signálu od šumu.	51
6.3	Závislost BER na odstupu signálu od šumu pro 4-QAM a různý počet subnosných.	52
6.4	Diagram oka pro 4-QAM OFDM pro $E_b/N_0=50\text{dB}$ a pro $E_b/N_0=20\text{dB}$. . .	53
6.5	Diagram oka pro 4-QAM OFDM pro $E_b/N_0=50\text{dB}$ s využitím Raised-Cosine filtr.	54
6.6	Závislost PAPR na počtu subnosných pro různý počet stavů M-QAM. . . .	55
6.7	Měření parametru EVM v závislosti na odstupu signálu od šumu.	56
7.1	PXI-1042.	57
7.2	Blokové schéma zapojení pro měření.	58
7.3	Konstelační diagram pro modulaci QPSK, vzdálenost 2 m pro 100 a 2000 subnosných.	60
7.4	Konstelační diagram pro modulaci QPSK, vzdálenost 3 m pro 100 a 2000 subnosných.	61
7.5	Konstelační diagram pro modulaci QPSK, vzdálenost 4 m pro 100 a 2000 subnosných.	62
7.6	Grafické zobrazení hodnot EVM pro různý počet subnosných modulace QPSK OFDM.	63
7.7	Konstelační diagram pro modulaci 16-QAM OFDM, vzdálenost 2 m pro 100 a 2000 subnosných.	64
7.8	Konstelační diagram pro modulaci 16-QAM OFDM, vzdálenost 3 m pro 100 a 2000 subnosných.	66
7.9	Konstelační diagram pro modulaci 16-QAM OFDM, vzdálenost 4 m pro 100 a 2000 subnosných.	66
7.10	Grafické zobrazení hodnot EVM pro různý počet subnosných modulace 16-QAM OFDM.	67
7.11	Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM OFDM, vzdálenost 2 m pro 100 a 2000 subnosných.	68
7.12	Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM OFDM, vzdálenost 3 m pro 100 a 2000 subnosných.	69
7.13	Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM OFDM, vzdálenost 4 m pro 100 a 2000 subnosných.	69
7.14	Grafické zobrazení hodnot EVM pro různý počet subnosných modulace 64-QAM OFDM.	70
7.15	Grafické zobrazení hodnot PAPR pro různý počet subnosných a pro různé modulace ve vzdálenosti 2 m.	71

8.1	V-A charakteristika DLM 3000 Fortimo	72
A.1	Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	80
A.2	Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	80
A.3	Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	81
A.4	Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	81
A.5	Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	81
A.6	Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	82
A.7	Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	83
A.8	Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	83
A.9	Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	84
A.10	Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	84
A.11	Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	84
A.12	Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	85
A.13	Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	86
A.14	Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	86
A.15	Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	87
A.16	Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	87
A.17	Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných	87
A.18	Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných	88

SEZNAM TABULEK

2.1	Historický vývoj OFDM.	13
2.2	Porovnání VLC, IR a RF komunikace.	16
3.1	Porovnání M-QAM modulací [22].	24
3.2	Počet přenesených bitů jedním stavem u M-PSK modulace.	24
4.1	Historický vývoj radiofrekvenční OFDM modulace.	26
4.2	Historický vývoj optické OFDM modulace.	26
7.1	Parametry pro DLM 3000 Fortimo	59
7.2	Parametry pro PDA36A-EC	59
7.3	Tabulka hodnot pro QPSK OFDM ve vzdálenosti 2 m pro různý počet subnosných	60
7.4	Tabulka hodnot pro QPSK OFDM ve vzdálenosti 3 m pro různý počet subnosných	62
7.5	Tabulka hodnot pro QPSK OFDM ve vzdálenosti 4 m pro různý počet subnosných	63
7.6	Tabulka hodnot pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 2 m pro různý počet subnosných	64
7.7	Tabulka hodnot pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 3 m pro různý počet subnosných	65
7.8	Tabulka hodnot pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 4 m pro různý počet subnosných	65
7.9	Tabulka hodnot pro 64-QAM OFDM ve vzdálenosti 2 m pro různý počet subnosných	68
7.10	Tabulka hodnot pro 64-QAM OFDM ve vzdálenosti 3 m pro různý počet subnosných	70
7.11	Tabulka hodnot pro 64-QAM OFDM ve vzdálenosti 4 m pro různý počet subnosných	70

1 ÚVOD

Komunikace ve viditelném světle VLC je moderní trend v oblasti informačních technologií. Tato technologie je označována jako optická bezvláknová datová síť a využívá optické záření ve viditelném spektru. V porovnání s drátovými datovými připojeními nabízí lepší přístupnost ke službám. Kvůli velkým nárokům rádiových sítí na rádio frekvenční pásmo (RF), které je téměř využité, zaujímá VLC významnou roli v oblasti bezdrátových komunikacích, které jsou především použity na krátké vzdálenosti v lokálních sítích LAN. Komunikace ve viditelném světle nabízí oproti ostatním technologiím tzv. dvojí funkčnost. Nejenže je možné využít tuto technologii pro osvětlení vnitřních prostorů pomocí bodových LED světel, ale hlavní výhodou je využití těchto světel pro přenos dat. VLC se zejména prezentuje svojí bezpečností proti odposlechům, ale také může být dosaženo velkých přenosových rychlostí, v současné době až 1 Gbps. Pro dosažení vysokorychlostního a hlavně spolehlivého systému pro přenos informací je využita modulační technika ortogonálního frekvenčně děleného multiplexu OFDM. Tato modulační technika, která je v současnosti využita v již stávajících, ale i v nově vznikajících bezdrátových komunikačních systémech a širokopásmových kabelových systémech je efektivním řešením pro bezdrátové komunikace díky její schopnosti eliminovat intersymbolovou interferenci ISI, která je způsobena disperzí v kanálu. Modulační technika OFDM využívá metody rozprostřeného spektra pro rozdělení datového toku do vzájemně ortogonálních subnosných, které jsou modulovány pomocí robustních modulací jako je QPSK, 16-QAM či 64-QAM. Pro kvalitní přenos signálu, který může díky vícecestnému šíření přicházet se zpožděním, se využívá ochranného intervalu, který neobsahuje žádnou informaci. Díky této metodě je snadné synchronizovat vysílač a přijímač a přijímat tak signál, který přichází se zpožděním. Modulační technika OFDM je v současnosti nasazena již v mnoha bezdrátových sítích zahrnující Wi-Fi nebo LTE.

Diplomová práce je rozdělena na teoretickou a praktickou část. V teoretické části diplomové práce je popsána komunikace ve viditelném světle VLC, kde je popsána historie, popis systému a porovnání s přenosovými komunikačními technologiemi jako jsou infračervené komunikace a radio-frekvenční komunikace. Navazuje kapitola popisující modulační techniky používané ve VLC zahrnující základní parametry a rozdělení digitálních modulací. V následující kapitole je popsána modulační technika ortogonálního frekvenčně děleného multiplexu, kde jsou popsány základy OFDM, kterými jsou ortogonalita, Fourierova transformace, ochranný interval a synchronizace.

V praktické části je nejdříve popsán návrh modulátoru a demodulátoru OFDM v prostředí Labview od firmy National Instruments. Jsou zde popsány použité bloky včetně jejich funkce a komunikační kanál vytvořený pro účely simulace. V následující kapitole je popsána simulační část měření, kde jsou proměřeny základní parametry OFDM včetně vyhodnocení pro ověření funkčnosti implementovaného modulátoru a demodulátoru. Hlavní částí diplomové práce bylo reálné měření bodového světla na bázi LED. Výstupní signál

z generátoru byl přiveden na vstup Bias-Tee. Signál posunutý o stejnosměrnou složku byl přiveden na bodové světlo DLM 3000 Fortimo. Za využití tohoto světla a modulátoru OFDM byl vyslán datový tok srkz světlo a na přijímací straně byl detekován pomocí fotodetektoru a signálového analyzátoru. Pomocí signálového analyzátoru jsme byli schopni určit kvalitu přijatého signálu včetně jeho degradací. Cílem práce je otestovat modulaci OFDM pro různé vzdálenosti mezi vysílačem a přijímačem a vyhodnotit kvalitu získaného signálu na výstupu v závislost na počtu subnosných, použité modulaci a počtu stavů modulace. Kvalita byla hodnocena podle získaného konstelčního diagramu a podle hodnoty amplitudy chybového vektoru EVM. V závěru práce je pak popsána nelineární charakteristika LED a návrh linearizační funkce pro zkreslení této charakteristiky.

1.1 Cíle diplomové práce

Cíle diplomové práce byly shrnuty do několika bodů:

- Popište problematiku VLC na bázi standardu IEEE 802.7.15.
- Popište princip činnosti a vlastnosti OFDM modulačního formátu.
- Proveďte obvodové řešení implementace OFDM do VLC systému.
- Proveďte návrh řešení modulátoru a demodulátoru v prostředí LabView. V případě modulátoru proveďte návrh linearizačního obvodu.
- Proveďte reálné měření s využitím bodového světla na bázi LED. Proveďte analýzu vlivu nelineární převodní charakteristiky LED na vlastnosti přenosového řetězce.
- Proveďte vyhodnocení naměřených výsledků.

2 KOMUNIKACE VE VIDITELNÉM SVĚTLE (VLC)

2.1 Historický vývoj VLC

Návrh využití viditelného světla jako média pro datovou komunikaci vznikl již v roce 1870, když Alexander Graham Bell demonstroval přenos zvukového signálu s využitím zrcadla, které se chvělo pomocí lidského hlasu. Fenomenální vývoj v optoelektronice, především pak ve světelných zdrojích v pevném stavu, vedla k opětovnému vzniku optických bezdrátových komunikací. Polovodičové osvětlení se váže ke skutečnosti, že světlo se tvoří pomocí polovodičové elektroluminescence, které má poměrně krátkou historii. V roce 1990 jsme mohli sledovat zavedení LED diod s vysokým jasnem pro účely všeobecného osvětlení. Během několika let se světelná účinnost LED diod rapidně zlepšila z méně než 0,1 lm/W až ke 230 lm/W a životnost až 100 000 h. V tabulce č. 2.1 můžeme vidět historický vývoj VLC [1].

Tab. 2.1: Historický vývoj OFDM.

Rok	Vývoj
2004	Demonstrace LED světelných systémů pro vysokorychlostní přenos dat pro ruční výpočetní zařízení.
2005	Pozemní pokusy VLC pro přenos informací do mobilních telefonů s propustností odhadovanou na 10 kbps s využitím fluorescentního světla a LED.
2007	Ukázka televize s LED podsvíceným displejem z tekutých krystalů, kdy probíhalo předávání informace do PDA skrz světlo.
2007	Konsorcium VLC (VLCC) navrhla dvě normy: Visible Light Communication System Standard a Visible Light ID System Standard. Tyto standardy byly akceptovány jako JEITA CP1221 a JEITA CP-1222.
2008	Vývoj globálních norem pro domácí síť zahrnující použití OWC používající IR a VLC technologii.
2008	Demonstrace VLC pomocí pěti LED diod s rychlostí přenosu více než 100 Mb/s na delší vzdálenost než pár metrů.
2010	Demonstrace VLC s GPS
2011	Demonstrace VLC založené na OFDM modulaci s využitím fosforující bílé LED diody.

V současné době se zavádějí jiné nadcházející typy světelných zdrojů, známe také jako organické LED (OLED). OLED má relativně nízkou světelnou účinnost a krátkou životnost v porovnání s LED diodami, nicméně OLED mohou být použity jako alternativní řešení pro velkoplošné osvětlení a komunikaci.

2.2 Popis systému

Na obrázku 2.1 je zobrazen blokový diagram VLC systému. Jedním z důležitých faktorů je vhodně nastavená úroveň stmívání LED. Důvodem je velmi krátká doba odezvy během zapínání a vypínání LED (několik desítek nanosekund). Díky tomu, že modulujeme proud při relativně vysoké frekvenci, je možné vypínání a zapínání LED, aniž by to bylo vnímatelné lidským okem. To znamená, že vyzářeno světlo z LED diody je ve tvaru opakující se frekvence a průměrného výkonu pulzního proudu. Požadavek na osvětlení je, že intenzita osvětlení musí být 200–1000 lx v typickém kancelářském prostředí. V zásadě existují dva typy LED diod: jednobarevná LED (modrá, červená, zelená) a bílá LED. V současné době můžeme bílou LED získat pomocí dvou technologií. První metoda je kombinace červené (± 625 nm), zelené (± 525 nm) a modré (± 470 nm) ve správném poměru (stejně jako v barevné televizi). Obvykle jsou tyto tři barvy v jednom obalu se třemi zářiči a různě se kombinují pro aplikace, kde je vyžadována různá emise barev. Tato zařízení jsou atraktivní pro VLC systémy, protože nabízí možnost využití vlnového multiplexingu (WDM). Další technika, která vytváří fosforeskující bílou LED, je založena na modré LED diodě potaženou vrstvou fosforu, který emituje žluté světlo. Vrstva fosforu absorbuje část vlnových délek světla emitovaného z modré diody. Nicméně pomalá reakce fosforu omezuje šířku pásma modulační bílé fosforeskující LED jen na několik MHz. Modré světlo tak může být snadno získáno extrakcí z příchozího optického paprsku pomocí filtru na přijímači. Pro dosažení vysoké rychlosti dat, která je omezena šířkou pásma kvůli povlaku fosforu, se využívá následujících metod:

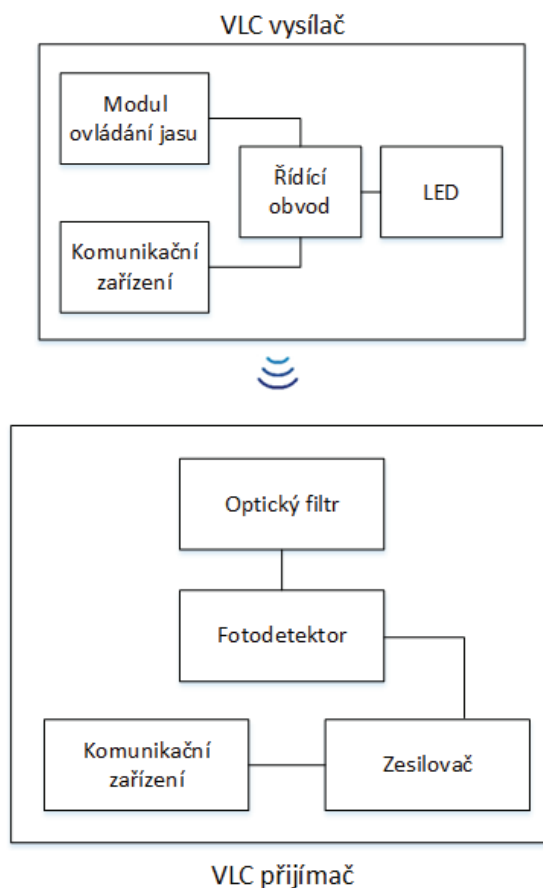
- Odfiltrování optického záření modrého čipu od vlivu luminoforu, který vykazuje pomalou odezvu [2].
- Preekvalizace LED na straně vysílače [3].
- Postekvalizace na straně přijímače [4].
- Kombinace výše uvedených technik.
- Použití složitějších modulačních formátů, kde je možné přenést více bitů každým symbolem jako například použití kvadraturní amplitudová modulace (QAM) společně s ortogonálním multiplexem s frekvenčním dělením (OFDM), [5], [6].

Dále jsou uvedeny některé charakteristické rysy a důležité poznámky ohledně VLC [7]:

- V současnosti je pozorováno využití LED diod v automobilech, letadlech nebo v semaforech. Bílé LED diody pomalu ale jistě nahrazují neefektivní žárovky v domácnostech, kancelářích a i v pouličních lampách. Tento trend bude v pevných osvětleních pokračovat díky snadné dostupnosti a nízké ceně.
- Pevná osvětlení mohou být využita na stávajících elektrických vedeních a osvětleních.
- Tato technologie je nezávislá na elektromagnetickém rušení a nabízí obrovskou ne-

regulovanou šířku pásma.

- VLC je relativně chráněno proti odposlouchávání, protože optické záření je velmi dobře omezeno a neproniká přes stěny.
- LED diody využívané ve VLC jsou energeticky účinné [1].



Obr. 2.1: Blokový diagram VLC systému.

2.3 Porovnání VLC, IR a RF komunikačních technologií

Jestliže máme porovnávat mezi sebou různé komunikační techniky, je nutné zaměřit se na několik podstatných faktorů charakterizujících tyto technologie. Nejdůležitějším parametrem pro komunikace je přenosová rychlost systému. Zatímco infračervená komunikace dosahuje přenosové rychlosti okolo 20 Mbps, VLC může dosahovat rychlosti přes 1000 Mbps. V tabulce 2.2 jsou uvedeny další parametry srovnávající výše uvedené technologie.

Tab. 2.2: Porovnání VLC, IR a RF komunikace.

Vlastnost	VLC	IR	RF
Šířka pásma	Neomezená, 350-700 nm	Neomezená, 750-1600 nm	Omezená
Elmag. Interference	Ne	Ne	Ano
Přímá viditelnost	Ano	Ano	Ne
Dosah	Krátký	Krátký	Dlouhý
Bezpečnost	Dobrá	Dobrá	Slabá
Služby	Osvětlení, komunikace	Komunikace	Komunikace
Zdroje šumu	Sluneční světlo, okolní světla	Sluneční světlo, okolní světla	El. zařízení
Spotřeba energie	Relativně nízká	Relativně nízká	Průměrná

2.4 IEEE: 802.15.7: VLC

Tento standard byl zveřejněn konsorciem VLCC (Visible Light Communication Consortium) v prosinci roku 2011. Standard definuje 3 typické vrstvy pro optickou bezdrátovou síť, která je často označována jako VPAN (Visible Light Communication Personal Area Network):

- PHY I: typ pro nasazení ve venkovních prostorech s nízkou přenosovou rychlostí s využitím samoopravného kódu FEC (Forward Error Corection) využívající Reed-Solomon kód. Pro přenos se využívají podporované modulace OOK a VPPM.
- PHY II: typ pro nasazení do vnitřních prostorů s maximální přenosovou rychlostí 96 Mbps. Využívá FEC s Reed-Solomon kódem a pro přenos se využívá modulace OOK nebo VPPM.
- PHY III: typ pro nasazení do vnitřních prostorů. Pro přenos využívá technologii CSK (Color Shift Keying) s maximální přenosovou rychlostí 96 Mbps. Opět se využívá FEC kódu na bázi Reed-Solomon kódu.

Standard definuje využití následujících modulačních formátů:

- OOK (On-Off Keying): Data jsou přenášena pomocí vypínání a zapínání LED. V jednodušší formě je digitální '1' prezentována stavem 'on' a digitální '0' prezentována stavem 'off'. Výhoda této metody je její jednoduchost pro kódování a dekódování.
- VPPM (Variable Pulse Position Modulation): Tato modulace kóduje data pomocí pozice pulsu v rámci časového období. Trvání doby obsahující puls musí být dostatečně dlouhé, aby mohli být různé polohy identifikovány [18].

3 KLASIFIKACE MODULAČNÍCH TECHNIK

Modulace je nelineární proces, při kterém dochází ke změně charakteru nosného signálu za pomoci modulačního signálu. Modulace se obvykle používá při přenosu signálu jak elektrického, tak i optického. K modulaci signálu dochází v modulátoru, který vždy obsahuje nějaký nelineární prvek. Opakem modulace je pak demodulace, která probíhá v demodulátoru. Modulace pak můžeme rozdělit na analogové a digitální. Existuje značné množství metod, které mohou být použity k modulaci dat přes spektrum viditelného světla.

3.1 Základní parametry modulací

Jelikož se dále budou rozebírat různé modulace, je nutné si nejdříve popsat určité parametry charakterizující tyto modulace.

3.1.1 Modulační a přenosová rychlost

Modulační rychlost (Baud rate) udává počet přenesených symbolů za sekundu a měří se v jednotkách zvaných Baud (Bd). V podstatě se jedná o rychlost, se kterou se mění jednotlivé stavy frekvence nosné [9]. Modulační rychlost můžeme vypočítat ze vztahu (3.1):

$$v_m = \frac{1}{T_s}, \quad (3.1)$$

kde T_s je hodnota doby trvání signálového prvku.

Ze vztahu (3.2) si můžeme povšimnout, že maximální modulační rychlost nezávisí na konkrétní použité modulaci, ale pouze na šířce přenosového pásma. Podle Nyquistova kritéria by maximální modulační rychlost neměla překročit dvojnásobek dostupné šířky pásma B .

$$v_{\max} = 2 \times B, \quad (3.2)$$

kde B udává šířku pásma.

Modulační rychlost nám neříká nic o tom, kolik bitů je možné pomocí signálu přenést. Naopak přenosová rychlost udává, kolik datových bitů se přenesou za jednotku času. Přenosová rychlost se měří v bitech za sekundu (bit/s). Mezi modulační a přenosovou rychlostí pak platí vztah (3.3):

$$v_p = v_m \times \log_2(n), \quad (3.3)$$

kde n udává počet vzájemně rozlišitelných stavů modulace [10].

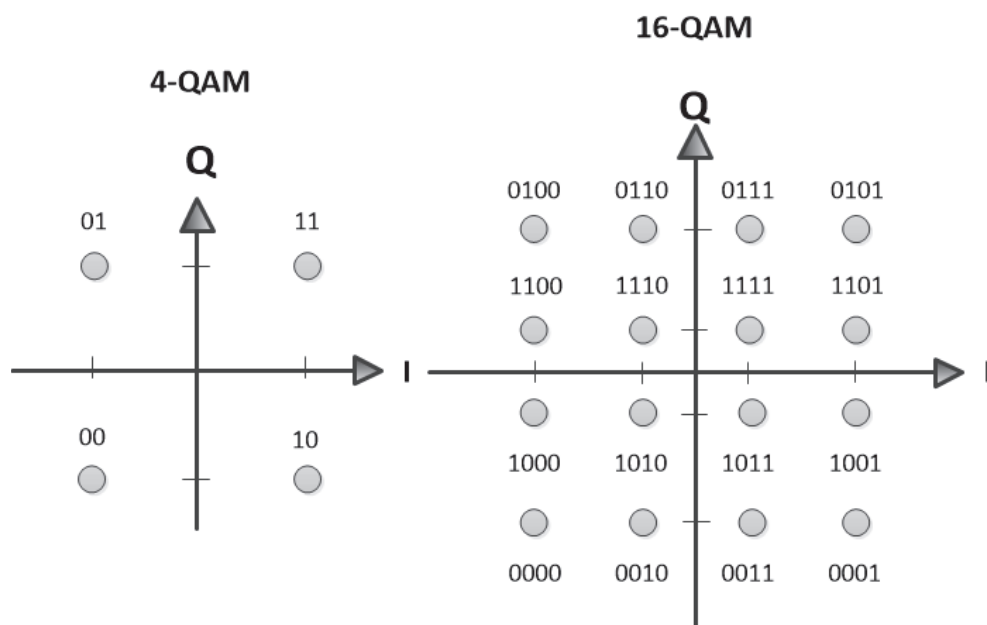
3.1.2 Šířka pásma

Jedním z nejdůležitějších parametrů v digitálních modulacích je šířka pásma. Obvykle se šířka pásma označuje písmenem B . Pro její výpočet se používá několik definic.

- Absolutní šířka pásma - je dána rozsahem kmitočtů, ve kterých je hodnota spektrální hustoty signálu nenulová. Tato definice se v praxi nepoužívá, protože většina modulačních signálů využívá neomezené kmitočtové pásmo a zabírá v kmitočtovém spektru rozsah od nuly až do nekonečna.
- Šířka pásma pro danou úroveň - V praxi se nejčastěji používá šířka pásma označovaná jako B_3 pro úroveň 3dB. Šířka pásma B_3 udává kmitočty ohraničený rozsah, kde výkonová spektrální hustota klesne o polovinu. To znamená, že klesne o 3dB oproti své maximální hodnotě. Dále se používá šířka pásma B_{20} pro úroveň 20 dB. Parametr činitel tvaru pak udává poměr B_{20}/B_3 a udává strmost boků křivky, která ohraničuje spektrum signálu [8].

3.1.3 Konstelační diagram

Konstelační diagram zobrazuje koncové body fázoru v okamžiku vzorkování. Poloha a velikost fázoru je ovlivněna hned několika faktory, mezi které patří například aditivní šum, intersymbolová interference, mnohacestné šíření a další. Konstelační diagram tedy zobrazuje do roviny IQ pouze jednotlivé stavy a můžeme z něj vyčíst různé degradace signálu.



Obr. 3.1: Konstelační diagram pro 4-QAM a 16-QAM.

3.1.4 Bitová chybovost BER

Bitová chybovost (Bit Error Rate) je jedním z klíčových parametrů pro posuzování kvality systému, který přenáší data mezi vysílačem a přijímačem. Mezi tyto systémy, kde lze použít BER pro hodnocení kvality systému, patří jak radiové komunikace, tak i optické komunikace. Tyto systémy jsou ovlivněny hlukem, rušením nebo fázovým zpožděním a dochází tak k degradaci signálu. Ačkoli existují rozdíly v tom, jakým způsobem tyto systémy fungují a způsob, jak je BER ovlivněno různými faktory, základy bitové chybovosti jsou stále stejné. Při přenosu dat přes datové spojení dochází k různým chybám, které se zavádí do systému. V důsledku těchto chyb je třeba posoudit výkonnost systému a bitová chybovost je ideální způsob jak toho dosáhnout. Na rozdíl od mnoha jiných forem hodnocení bitová chybovost hodnotí celkovou výkonost systému od začátku do konce, což zahrnuje vysílač, přijímač a přenosové médium [10]. BER vyjadřuje poměr chybně přijatých bitů k celkovému počtu bitů přijatých dle rovnice (3.4), [9]. Jiným vyjádřením bitové chybovosti je rovnice (3.5).

$$BER = \frac{\text{počet chybně přijatých bitů}}{\text{celkový počet bitů}} \quad (3.4)$$

$$BER = \frac{m_e}{v_t \times t_m} \quad (3.5)$$

kde m_e udává počet chybně přijatých bitů, v_t je přenosová rychlost a t_m udává celkovou dobu měření.

V případě, že přenosové médium mezi vysílačem a přijímačem je kvalitní a poměr signál k šumu je vysoký, bude bitová chybovost velmi malá. V optice je pak bitová chybovost dána nedokonalostí komponent, které jsou určeny pro přenos datové komunikace, ale také optickou disperzí a útlumem, které mohou být přítomny.

Faktory ovlivňující bitovou chybovost BER:

- Interference - Úroveň interference přítomné v systému je obecně stanovena vnějšími faktory a nemůže být snížena konstrukcí systému.
- Modulační formáty - modulační formáty s méně stavy obecně mají nižší bitovou chybovost, avšak mají nižší datovou propustnost.
- Šířka pásma - Menší šířku pásma můžeme využít za účelem nižší BER, ale opět se snižuje datová propustnost [11].

3.1.5 Modulační chybovost MER

Modulační chybovost (Modulation Error Ratio - MER) je definována jako poměr součtu čtverců amplitud ideálních symbolových vektorů k součtu čtverců amplitud chybových symbolových vektorů [12]. Chybový vektor je pak definován jako vzdálenost od aktuální polohy přijatého symbolu k ideální poloze vybraného symbolu. Udává se v decibelech (dB) a můžeme ji určit z rovnice (3.6).

$$MER = \frac{\sum_{j=1}^N (\tilde{I}_j^2 + \tilde{Q}_j^2)}{\sum_{j=1}^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]} \quad (3.6)$$

kde I_j je složka I přijatého j-tého symbolu, Q_j je složka Q přijatého j-tého symbolu, \tilde{I}_j je ideální složka I přijatého j-tého symbolu, \tilde{Q}_j je ideální složka Q přijatého j-tého symbolu [15].

3.1.6 Amplituda chybového vektoru (EVM)

Amplituda chybového vektoru (Error vector magnitude - EVM) je jedna z rozhodujících hodnot pro přesnost modulace při měření vícecestavových modulací jako je M-QAM nebo M-PSK. EVM poskytuje ucelený obraz o měření pro určení kvality systému. EVM znázorňuje pozici a velikost referenčního nebo ideálního vektorového symbolu ve srovnání s naměřeným vektorem viz obr. 3.2. Hodnota EVM se měří v decibelech a můžeme ji vypočítat podle rovnice (3.7), [14].

$$EVM = 10 * \log_{10} \frac{P_{signal}}{P_{error}} \text{ dB} \quad (3.7)$$

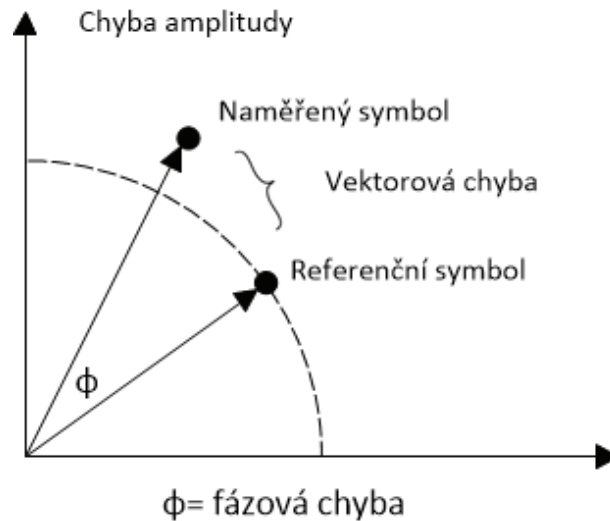
kde P_{error} je efektivní hodnota chybového vektoru a P_{signal} je efektivní hodnota ideálního signálu [13].

3.2 Digitální modulace

Digitální modulace můžeme rozdělit podle počtu stavů na dvoustavové modulace, které mohou přenést v jednom stavu pouze informaci o jednom bitu a vícecestavové modulace, které mohou přenést v jednom stavu najednou více bitů. To znamená, že při stejné šířce pásma se zvýší přenosová rychlost.

3.2.1 Dvoustavové digitální modulace

Dvoustavové modulace můžeme rozdělit podle typu na Amplitude Shift Keying (ASK), Frequency Shift Keying (FSK) a Phase Shift Keying (PSK).



Obr. 3.2: Amplituda chybového vektoru EVM.

Klíčování amplitudovým posuvem

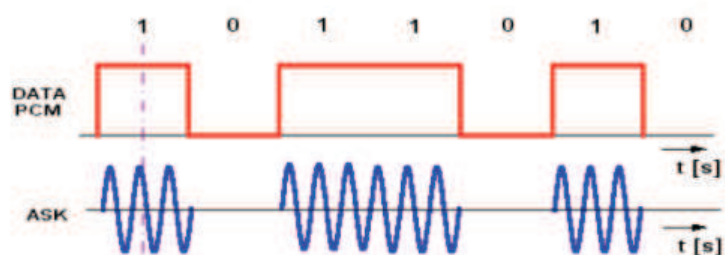
ASK modulace využívá změnu amplitudy nosného signálu v závislosti na okamžité hodnotě diskrétního signálu. Pro změnu amplitudy používá pouze dva stavy (minimum a maximum). To znamená, že při vysílání logické jedničky je přenášen kmitočet nosné a při vysílání logické nuly se signál nepřenáší. ASK modulace není příliš používána, protože se informace přenáší amplitudou nosného signálu a je tak málo odolná vůči rušení v přenosovém kanále. Průběh modulace ASK můžeme vidět na obrázku 3.3.

Klíčování frekvenčním posuvem

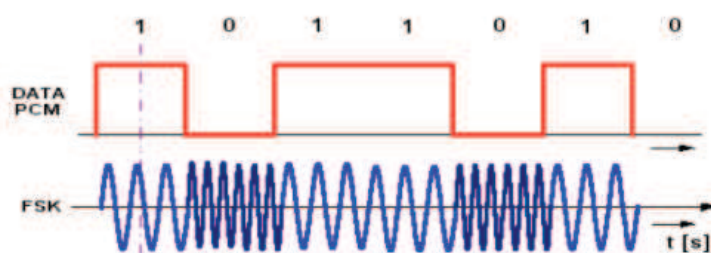
FSK modulace využívá změny frekvence nosného signálu v závislosti na okamžité hodnotě modulovaného signálu mezi dvěma různými kmitočty $f_1 = f_n - \Delta f$ a $f_2 = f_n + \Delta f$. f_n udává kmitočet nosného signálu a Δf udává odchylku kmitočtu od kmitočtu nosné vlny. Průběh modulace FSK můžeme vidět na obrázku 3.4. Pokud se vysílá logická 0, pak je vysílána frekvence dvojnásobná, než když se vysílá logická 1.

Klíčování fázovým posuvem

PSK modulace využívá změnu fáze nosné vlny. Pokud je vysílána logická jednička, pak je fáze nosné vlny posunuta o 0° a pokud je vysílána logická 0, pak je fáze nosné vlny posunuta o 180° podle toho, jaká je současná hodnota modulovaného signálu. Průběh modulace PSK můžeme vidět na obrázku 3.5.



Obr. 3.3: Digitální modulace ASK.



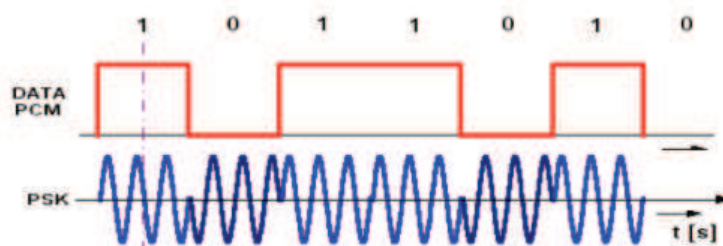
Obr. 3.4: Digitální modulace FSK.

3.2.2 Vícestavové digitální modulace

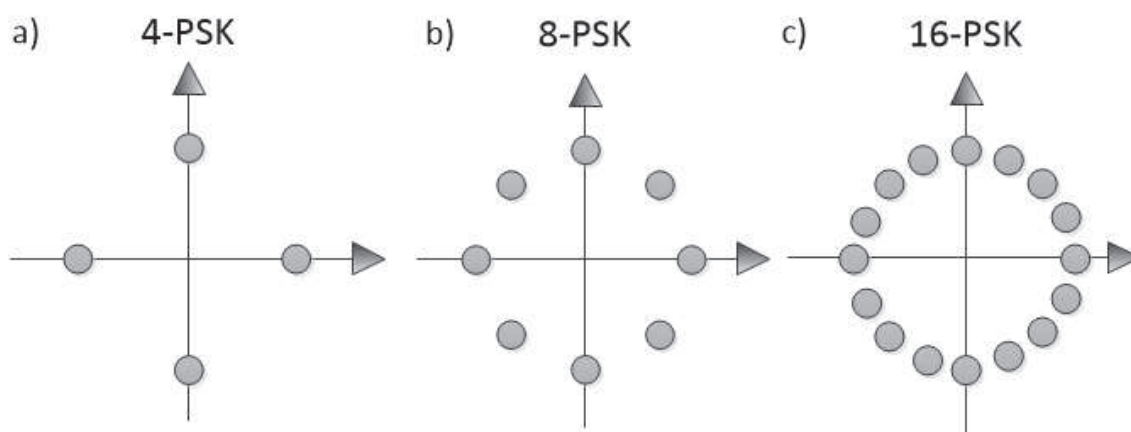
Hlavní výhodou vícestavových modulací je přenášení více bitů v jednom stavu. Vícestavové modulace se využívají, protože umožňují zvýšení přenosové rychlosti při zachování stejné šířky pásma. Nevýhodou použití vícestavových modulací je náchylnost přenášeného signálu vůči rušení. Proto se na vstupu demodulátoru klade velký důraz na velikost odstupe signálu od šumu. Nejpoužívanější vícestavové modulace jsou M-PSK a M-QAM, které budou popsány dále.

Vícestavové klíčování fázovým posuvem (M-PSK)

Vícestavové klíčování fázovým posuvem můžeme rozdělit na několik typů daných počtem stavů. První z nich je modulace QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), která umožňuje každým stavem přenést současně 2 bity (tzv. dibit). Na obrázku 3.6a můžeme vidět konstelační diagram modulace QPSK. Dalším typem M-PSK je modulace 8-PSK, která pro přenos využívá 8 různých stavů a každým stavem je možné přenést tři bity (tzv. tribit). Konstelační diagram 8-PSK modulace můžeme vidět na obrázku 3.6b. Ještě uvedeme modulaci 16-PSK, která využívá pro přenos dat 16 různých stavů a každým stavem můžeme přenést 4 bity (tzv. kvdatbity). Konstelační diagram modulace 16-PSK je zobrazen na obrázku 3.6c. V tabulce 3.1 můžeme vidět počet bitů na jeden stav.



Obr. 3.5: Digitální modulace PSK.



Obr. 3.6: Konstelační diagram pro a) QPSK b) 8-PSK c) 16-PSK [21].

Kvadrurní amplitudová modulace

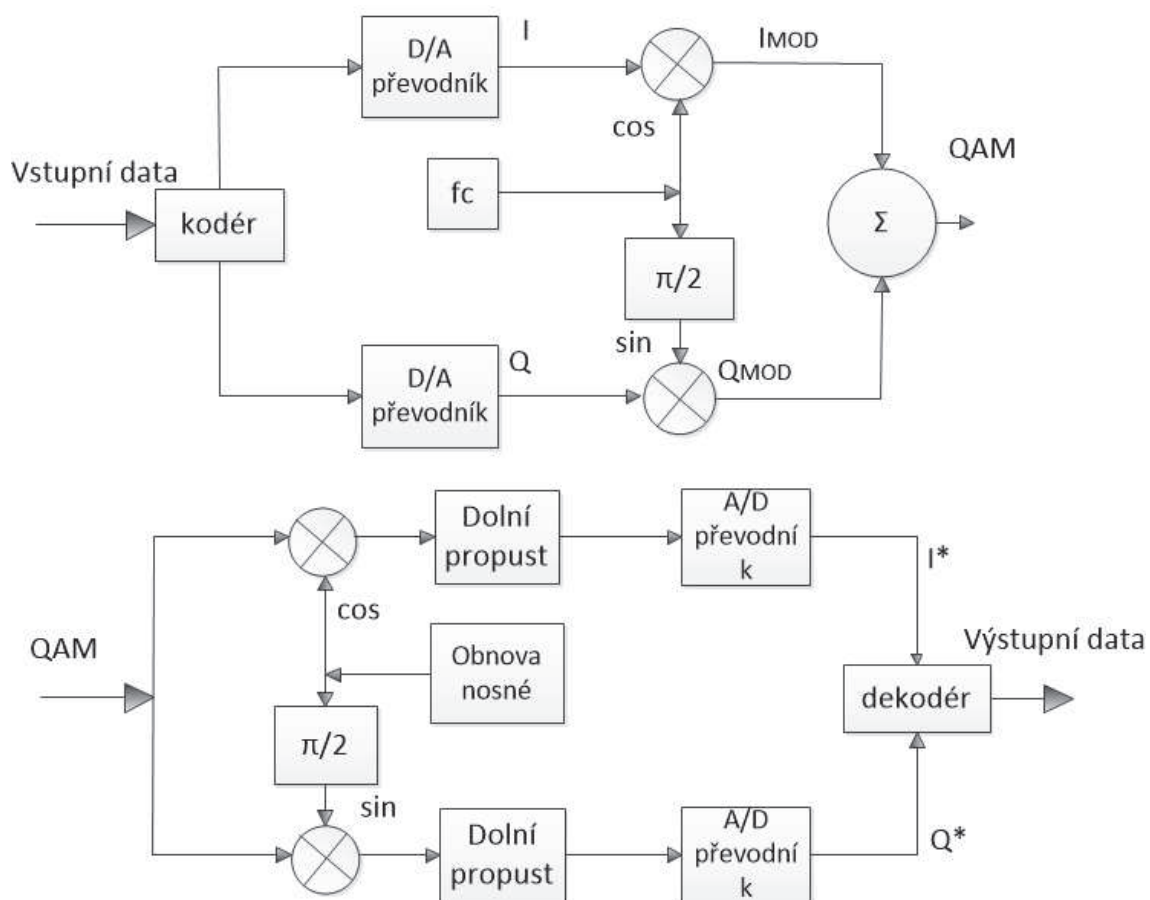
Kvadrurní amplitudová modulace QAM (Quadrature amplitude modulation) je další z vícecestavových modulací, která se používá v mikrovlnných digitálních přenosových systémech nebo u digitálního kabelového televizního vysílání. QAM modulace je z hlediska modulační rychlosti efektivnější než BPSK, QPSK či 8-PSK. Pro vytvoření stavů využívá kombinace fázového a amplitudového klíčování. V konstelačním diagramu je pak každý bod reprezentován velikostí fáze a amplitudy. V dnešních systémech se používá různý počet stavů QAM modulace. Základním typem je čtyřstavová modulace 4-QAM, která umožňuje stejně jako modulace QPSK jedním stavem přenést 2 bity. Rozšířením 4-QAM je 16-QAM, která využívá 16 stavů a jedním stavem umožňuje přenést 4 bity. V současnosti se už ale využívá i 512-QAM, která přenese jedním stavem 9 bitů nebo 1024-QAM, která umožňuje přenést až 10 bitů jedním stavem. V tabulce 3.2 můžeme vidět porovnání jednotlivých M-QAM modulací podle počtu stavů, počtu bitů na stav, maximální přenosové rychlosti a požadovaného signálu od šumu [22].

Tab. 3.1: Porovnání M-QAM modulací [22].

Modulace	Počet stavů	bit/stav	Max. přenosová rychlost[Mbit/s]	S/N [dB]
4-QAM	4	2	56	13,6
16-QAM	16	4	112	20,4
32-QAM	32	5	140	23,5
64-QAM	64	6	162	25
128-QAM	128	7	196	26,4
256-QAM	256	8	224	28,4

Tab. 3.2: Počet přenesených bitů jedním stavem u M-PSK modulace.

Typ modulace	Počet bitů na stav
BPSK	1 bit
QPSK	2 bity
8-PSK	3 bity
16-PSK	4 bity



Obr. 3.7: Blokové schéma kvadrurního modulátoru a demodulátoru [19].

4 ORTOGONÁLNÍ MULTIPLEX S FREKVENČNÍM DĚLENÍM

Ortogonalní frekvenčně dělený multiplex OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) je modulační technika, která se v současné době používá ve většině nových a vznikajících širokopásmových kabelových i bezdrátových komunikačních systémech, protože je efektivním řešením mezisymbolové interference (ISI) způsobené disperzí kanálu. Nedávné výzkumy ukázaly, že OFDM modulace je také výhodná pro optické komunikace.

4.1 Historický pohled na OFDM

OFDM zaujímá významnou roli v oboru telekomunikací jak pro pevné, tak bezdrátové komunikace. Historie multiplexu s frekvenčním dělením začala v roce 1870, kdy byl telegraf použit pro přenos informace prostřednictvím více kanálů. Základní princip ortogonálního multiplexu s frekvenčním dělením navrhl Chang jako způsob, jak se překrývá více kanálů spektra v rámci omezené šířky pásma bez interference, přičemž zohlednil účinky obou filtrů a kanálových charakteristik. Od té doby mnoho vědců zkoumalo a znovu definovalo techniku a ta byla úspěšně přijata v mnoha normách. V následující tabulce můžeme vidět některé z klíčových milníků OFDM v radiofrekvenční oblasti. Ačkoliv bylo OFDM v radiofrekvenční oblasti zkoumáno více než čtyři desetiletí, vývoj OFDM v optické oblasti začal teprve v devadesátých letech. V posledních letech 20.století zkoumalo dálkový přenos pomocí optického OFDM několik skupin vědců. Objevily se dvě různé větve OFDM. Přímá detekce optického OFDM (DDO-OFDM – direct-detection OFDM), které se zaměřovalo na jednoduchost realizace založené na nízkonákladových optických komponentách. Druhou větví bylo CO-OFDM, jejímž cílem bylo dosažení vysoké spektrální účinnosti a citlivosti přijímače. Od té doby se zájem o optické OFDM dramaticky zvýšil. V roce 2007 byl zaznamenán světový CO-OFDM experiment s rychlostí linky 8 Gb/s. V posledních několika letech přenosová kapacita neustále rostla až 10 krát za rok. V roce 2009 bylo úspěšně prokázáno optické OFDM s rychlostí 1 TB/s. Tabulka 4.1 ukazuje vývoj optického OFDM v posledních desetiletích [17].

Tab. 4.1: Historický vývoj radiofrekvenční OFDM modulace.

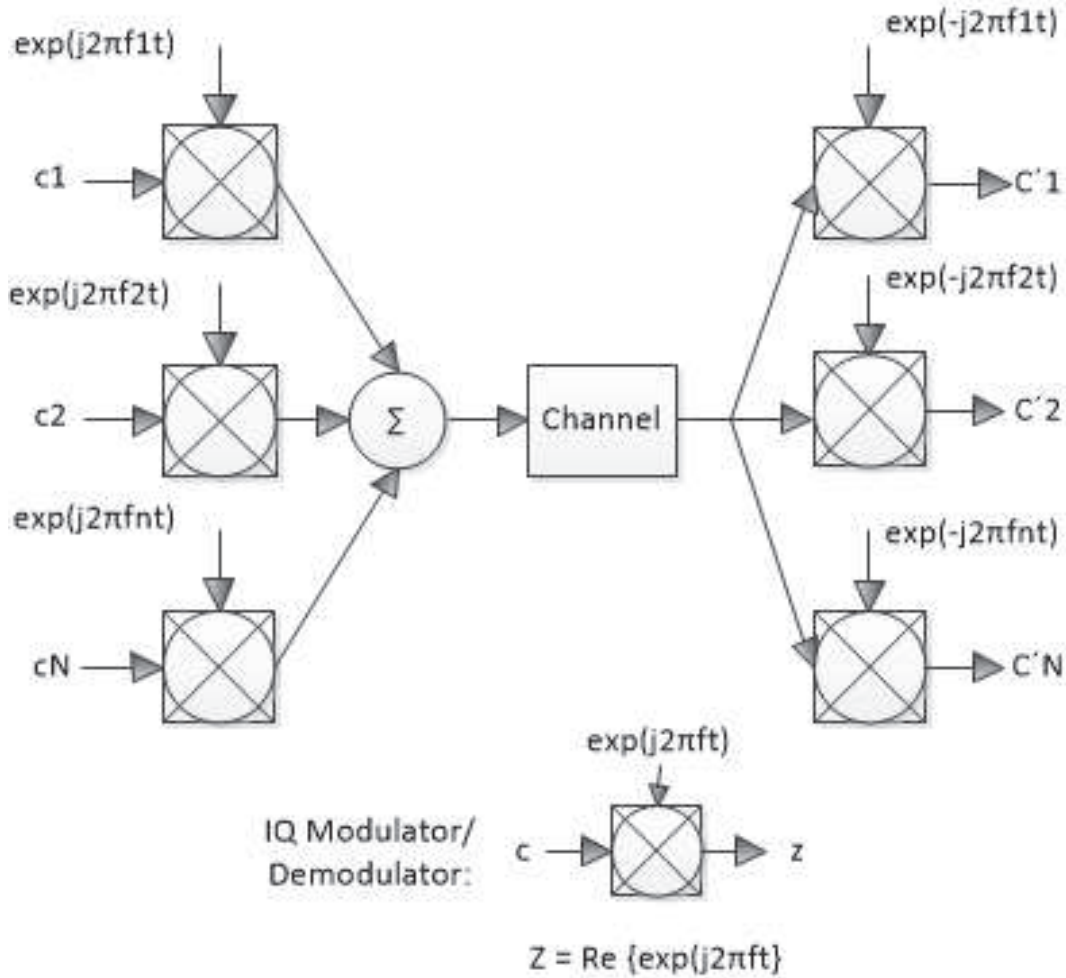
Rok	Vývoj
1966	R.Chang - základní práce na OFDM
1971	S.B.Weinstein a P.M.Ebert - implementace DFT pro OFDM
1980	R.Peled a A. Ruiz - cyklický prefix pro OFDM
1985	L. Cimini - OFDM pro mobilní komunikace
1995	DSL formálně přijalo DMT, variaci OFDM
1995	digitální audio (video) vysílání DVB
1999	LAN standard, Wi-Fi
2004	MAN standard, WiMax
2009	LTE

Tab. 4.2: Historický vývoj optické OFDM modulace.

Rok	Vývoj
1996	Pan a Green - OFDM pro kabelovou televizi
2001	You a Kahn - OFDM v systémech s přímou detekcí
2001	Dixon a kolektiv - OFDM systémy přes multimódová vlákna
2005	Jolley a kolektiv - experiment přenosu dat rychlostí 10 Gb/s pomocí multimódových vláken a OFDM
2005	Lowery a Armstrong - energeticky účinné OFDM v optických systémech s přímou detekcí
2006	Lowery a Armstrong - OFDM s přímou dálkovou detekcí
2006	Shieh a Athaudage - OFDM s koherentní detekcí
2007	Shieh a kolektiv - přenos pomocí OFDM s koherentní detekcí na vzdálenost 1000 km
2009	Ma a kolektiv - přenos OFDM s koherentní detekcí rychlostí větší než 1 Tb/s

4.2 OFDM základy

Než se přemístíme k popisu optického přenosu OFDM, projdeme si některé základní pojmy a základní matematické výrazy platící pro OFDM, které je zvláštní třídou MCM (multi – carrier modulation), jejíž generické znázornění můžeme vidět na obrázku 4.1. Struktura komplexní násobičky (IQ modulátor/demodulátor) je také zobrazena na obrázku 4.1 v dolní části. Klíčová odlišnost OFDM od systémů s více nosnými je využití ortogonality mezi jednotlivými subnosnými.



Obr. 4.1: Koncepční diagram pro modulaci s více nosnými.

4.2.1 Ortogonalita mezi subnosnými OFDM

MCM signál $s(t)$ je reprezentován jako rovnice (4.1):

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} * s_k(t - iT_s) \quad (4.1)$$

$$s(t) = \prod(t) e^{j2\pi f_k t}$$

kde c_{ki} je i -tá informace symbolu na k -té subnosné, s_k je průběh na k -té subnosné, N_{sc} je počet subnosných, f_k je frekvence subnosné, T_s je perioda symbolu, $\prod(t)$ je funkce pulzního tvarování. Optimální detektor pro každou subnosnou používá filtr, který odpovídá průběhu nosné nebo korelátor shodující se s nosnou. Z tohoto důvodu je detekovaná informace symbolu c'_{ki} na výstupu korelátoru dána rovnicí (4.2)

$$c'_{ki} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (4.2)$$

kde $r(t)$ je přijímaný signál v časové oblasti.

Klasické MCM systémy používají nepřekrývající se a pásmem omezené signály a mohou být implementovány s velkým počtem oscilátorů a filtrů na straně vysílače i přijímače. Hlavní nevýhodou MCM systému je, že vyžaduje nadměrnou šířku pásma. Je to proto, aby se filtry a oscilátory navrhovaly cenově dostupnější, proto musí být odstup kanálů násobkem symbolové rychlosti, což výrazně snižuje spektrální účinnost. Ortogonalita pochází z přímé korelace mezi dvěma subnosnými a je dána rovnicí (4.3).

$$\begin{aligned}\delta_{kl} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp(j2\pi(f_k - f_l)t) dt \\ &= \exp(j\pi(f_k - f_l)T_s) \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s}\end{aligned}\quad (4.3)$$

Můžeme vidět, že v případě následující podmínky

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s}$$

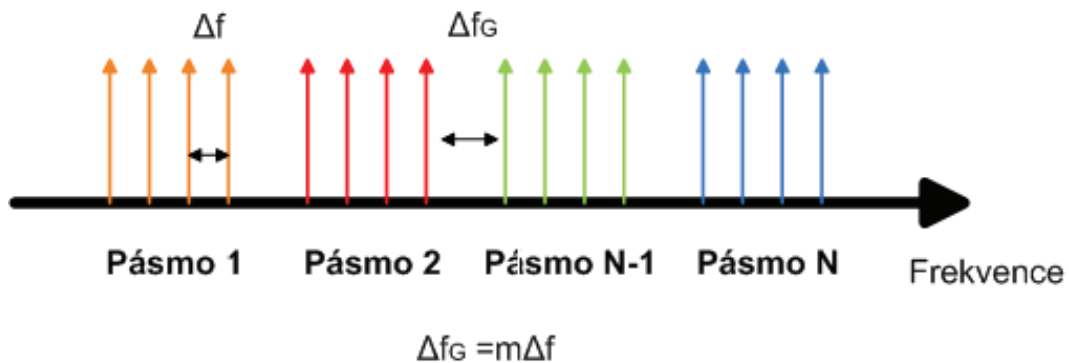
je splněno, že tyto dvě subnosné jsou vzájemně ortogonální. To znamená, že tyto ortogonální subnosné, jejichž frekvenční odstup na násobku inverzní symbolové rychlosti, mohou být získány pomocí filtrů bez interference mezi nosnými a to i navzdory silnému spektrálnímu překrývání signálu. Tento přístup byl prvně představen pro pružné rozšíření kapacity na jedné vlnové délce. Způsob dělení OFDM spektra do více ortogonálních pásem se nazývá orthogonal-band-multiplexed OFDM (OBM-OFDM). Obr 4.2 ukazuje koncept dělení pásma, kde se celé spektrum skládá z N -dílků subpásem OFDM. V zájmu zachování ortogonalit musí frekvenční odstup mezi dvěma OFDM pásmy být konstantním násobkem frekvenčního odstupe subnosných. Ortogonální stav mezi různými pásmy je dán $\Delta f_G = m\Delta f$, kde m je celé číslo, což je znázorněno na obrázku 4.2. To zaručuje, že každé OFDM pásmo je ortogonální rozšíření jiného pásma a je to účinný způsob, jak zvýšit kapacitu kanálu přidáním OFDM subpásma do spektra.

4.2.2 Implementace diskrétní Fourierovi transformace OFDM

Nyní přepíšeme vyjádření jednoho OFDM symbolu pomocí rovnice (4.4) jako:

$$\tilde{s}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \exp(j2\pi \frac{i}{T} t), 0 \leq t \leq T, \quad (4.4)$$

což je komplexní tvar OFDM signálu v základním pásmu.



Obr. 4.2: Princip dělení pásma OFDM.

Budeme-li vzorkovat komplexní signál s vzorkovací frekvencí N/T a přidáme normalizační faktor $1/N$, pak dostáváme rovnici (4.5).

$$S_n = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} A_i \exp(j2\pi \frac{i}{N} n), n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4.5)$$

kde S_n je n -tý vzorek v časové oblasti.

Tato rovnice udává přesné vyjádření inverzní diskrétní Fourierovy transformace. To znamená, že OFDM signál v základním pásmu může být implementován pomocí IDFT. Předem kódované signály jsou ve frekvenční oblasti a výstupem IDFT jsou signály v oblasti časové. Stejně tak jako na straně přijímače jsou data získána pomocí diskrétní Fourierovy transformace (DFT), což je dáno rovnicí (4.6):

$$A_i = \sum_{n=0}^{N-1} R_n \exp(j2\pi \frac{i}{N} n), n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4.6)$$

kde R_n je přijatý signál a A_i je přijatý symbol na i -té subnosné.

Použitím DFT/IDFT získáváme dvě základní výhody. První výhodou je, že tyto metodou mohou být implementovány pomocí (inverzní) rychlé Fourierovy transformace (I)FFT, kde se počet komplexních násobení snižuje ze N^2 na $\frac{N}{2} \log_2 N$. Druhou výhodou je modulace a demodulace velkého počtu subnosných bez využití složitých prvků RF oscilátorů a filtrů. To vede k relativně jednoduché architektuře OFDM pro implementaci, když je potřeba velký počet subnosných [17].

4.2.3 Ochranný interval pro OFDM

Cyklický prefix

Ochranný interval OFDM může být vložen dvěma různými způsoby. Jedním z nich je zero padding (ZP), který vkládá ochranný interval s nulami. Druhý způsob je cyklické rozšíření OFDM symbolu pomocí cyklického prefixu (CP) nebo cyklického sufixu (CS). CP představuje rozšíření OFDM symbolu zkopírováním posledních vzorků OFDM symbolu na začátek tohoto symbolu. Necht T_G značí délku cyklického prefixu, pokud se jedná o vzorky. Potom mají rozšířené OFDM symboly délku $T_{sym} = T_{sub} + T_G$, kde T_{sub} označuje délku trvání OFDM symbolu bez ochranného intervalu. Obrázek 4.3 zobrazuje dva po sobě následující symboly, z nichž každý má cyklický prefix o délce T_G a zobrazuje OFDM symbol o délce $T_{sym} = T_{sub} + T_G$. Zatímco obrázek 4.4 zobrazuje dva OFDM symboly v časové a frekvenční oblasti. Obrázek 4.5 ukazuje efekt ISI vícecestného šíření na některých subnosných OFDM symbolu. Z obrázku můžeme vidět, že v případě nastavení délky ochranného intervalu (CP) větší nebo rovno maximálnímu zpoždění vícecestného kanálu, ISI efekt OFDM symbolu (vyneseno tečkovanou čarou) na další symbol je omezený mezi ochranným intervalem, takže to nemůže mít vliv na FFT dalšího OFDM symbolu, který byl přijatý po dobu trvání T_{sub} . Z toho vyplývá, že ochranný interval delší než maximální zpoždění vícecestného kanálu umožňuje zachování ortogonalita mezi subnosnými. Každé zpoždění subnosné je odůvodněno CP, ortogonalita se všemi ostatními subnosnými je zachována skrz T_{sub} tak, že:

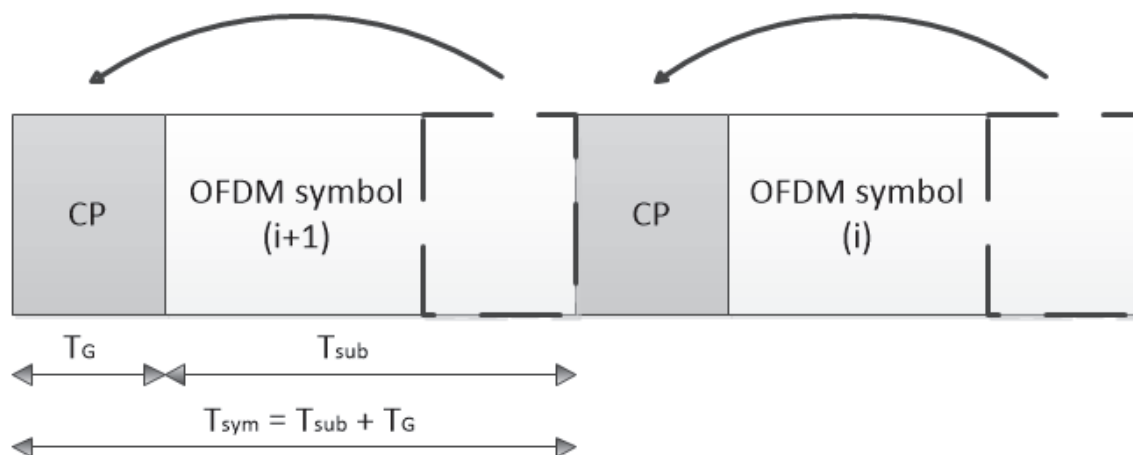
$$\frac{1}{T_{sub}} \int_0^{T_{sub}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_k(t-t_0)} dt = 0, k \neq i$$

pro první OFDM signál, který dorazí se zpožděním t_0 a

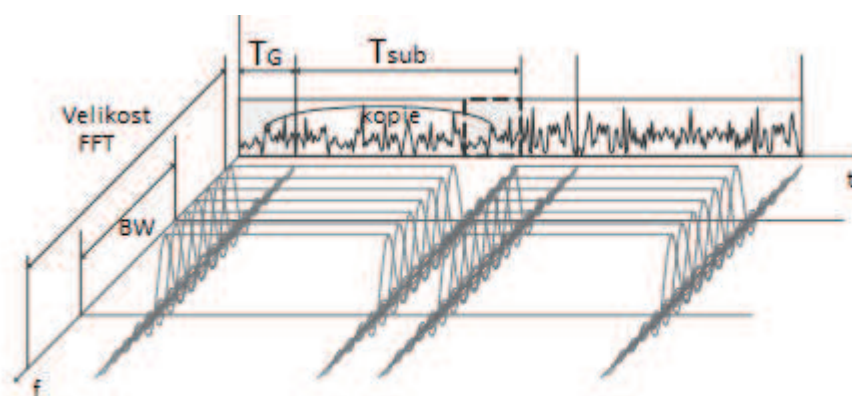
$$\frac{1}{T_{sub}} \int_0^{T_{sub}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_k(t-t_0-T_s)} dt = 0, k \neq i$$

pro druhý OFDM signál, který dorazí se zpožděním $t_0 + T_s$.

Obrázek 4.6 ukazuje, že pokud je délka ochranného intervalu (CP) nastavena kratší než maximální zpoždění kanálu, část OFDM symbolu ovlivňuje hlavičku OFDM symbolu vedoucí k ISI. V praxi se může objevit časový offset (STO). V této souvislosti, že i v případě, že délka CP je nastavena větší, než je maximální zpoždění vícecestného kanálu, může nastat ISI případně ICI.



Obr. 4.3: OFDM symbol s CP.



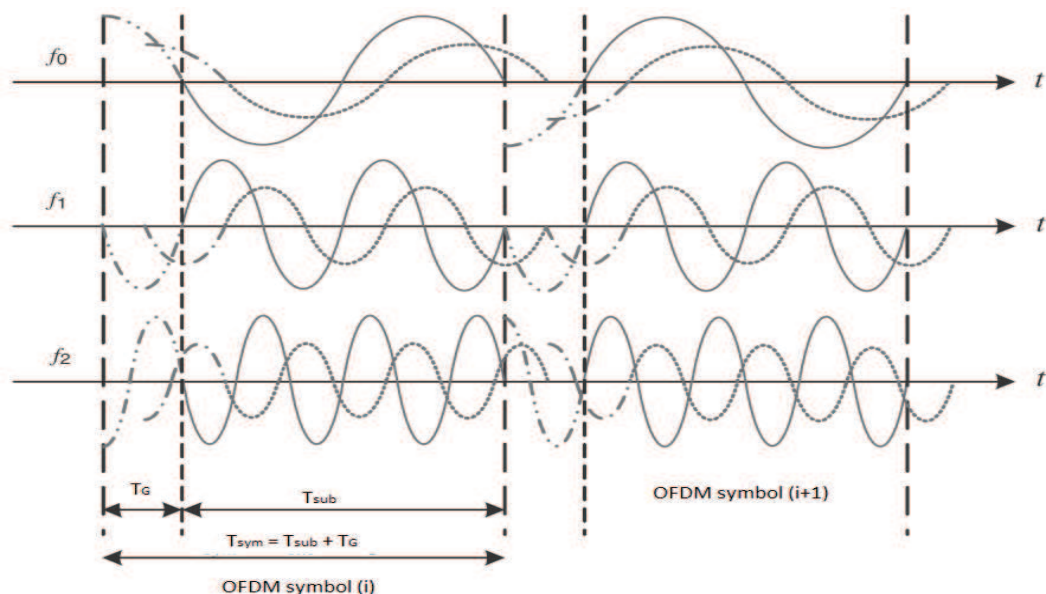
Obr. 4.4: Popis OFDM symbolu s CP v časové a frekvenční oblasti.

Cyklický suffix

Cyklický suffix (CS) je stejně jako CP rozšířením OFDM symbolu. Od cyklického prefixu se odlišuje pouze tím, že kopíruje hlavičku OFDM symbolu a vkládá ji na konec symbolu. CS je použit jako ochranný interval proti kmitočtovému skákání nebo RF konvergenci. CP i CS se používají ve VDSL systémech. Obrázek 4.7 ukazuje strukturu OFDM symbolu použitého ve VDSL systémech, kde délka ochranného intervalu je dána součtem délky cyklického prefixu a cyklického suffixu.

Zero Padding (ZP)

Další možnost ochranného intervalu je vložení nul. Tento konkrétní přístup je využit v technologii MB-OFDM, což je vícepásmová OFDM modulace. I s délkou ZP delší než

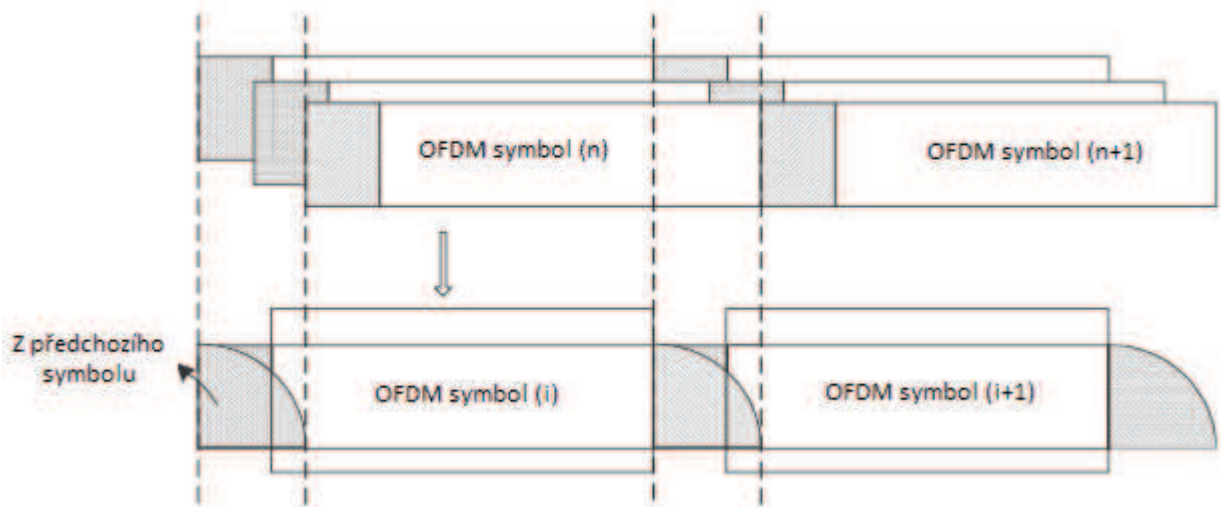


Obr. 4.5: Efekt ISI vícecestného kanálu pro každou subnosnou.

je maximální zpoždění vícecestného kanálu, malé STO způsobí, že symbol OFDM může být diskontinuitní. Vzhledem k tomu, že je ZP naplněn nulami, aktuální délka symbolu, který obsahuje ZP, je kratší než u symbolu, který obsahuje CP nebo CS, a podle toho je také délka pro přenos kratší. To udává, že OFDM symbol obsahující ZP má ve srovnání s OFDM symbolem obsahující CS a CP hustotu spektrálního výkonu s menším zvlněním pásma [24]. Vložení nul před symbol je zobrazeno na obrázku 4.8.

4.2.4 Poměr špičkového výkonu ku střednímu výkonu (PAPR)

Poměr špičkového výkonu ku střednímu výkonu PAPR (Peak to Average Power Ratio) je jedna z velkých nevýhod modulace OFDM. V RF systémech hlavní problém spočívá ve výkonu zesilovačů na konci vysílače, kde zisk zesílení saturuje ve vysoký vstupní výkon. Jedním ze způsobů, jak zabránit relativně vysokému OFDM signálu je ovládání zesilovače v tzv. "back-off" režimu, kdy je výkon signálu mnohem nižší než saturační výkon zesilovače. Bohužel tato metoda vyžaduje přebytek saturačního výkonu pro zesilovač, což nevyhnutelně vede k nízké hodnotě účinnosti. V optických systémech je zajímavé, že optický zesilovač výkonu (dnes převážně erbiem dotované zesilovače) je ideálně lineární bez ohledu na jeho vstupní výkon signálu v důsledku jeho pomalé doby odezvy v řádech milisekund. Nicméně PAPR stále představuje výzvu pro optické vláknové komunikace vzhledem k nelinearitám v optickém vlákně. Původ vysokého PAPR signálu OFDM lze snadno pochopit z charakteru modulací s více nosnými. Vzhledem k tomu, že cyklický prefix je pokročilá časově posunutá kopie OFDM signálu v průběhu pozorovací doby, jsme se zaměřili na křivku uvnitř této pozorovací doby. Vysílaná křivka v časové oblasti jednoho



Obr. 4.6: Efekt ISI vícecestného kanálu OFDM symbolu s délkou CP větší než maximální zpoždění šíření.

OFDM symbolu je dána rovnicí (4.7). PAPR signálu OFDM je definován rovnicí (4.8).

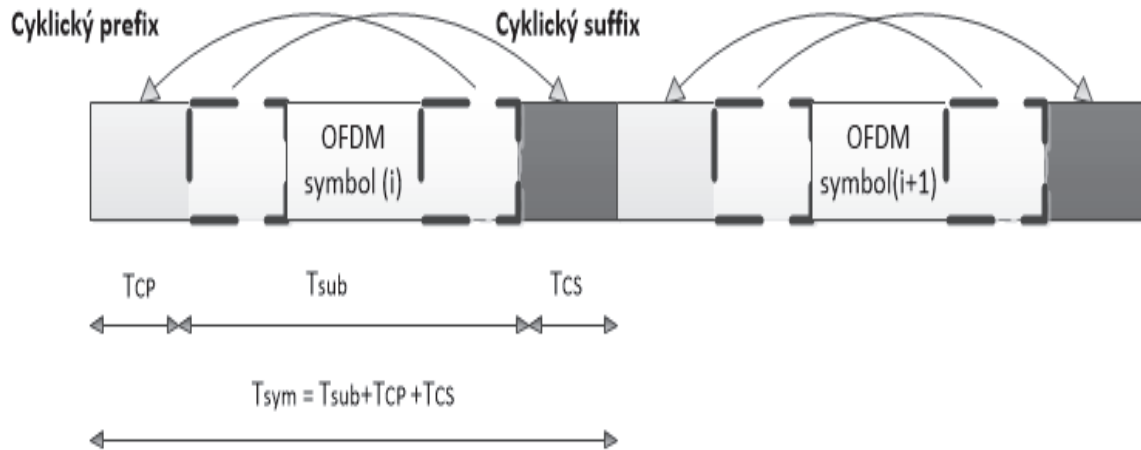
$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{j2\pi f_k t}, f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (4.7)$$

$$PAPR = \frac{\max \{|s_t|^2\}}{E \{|s_t|^2\}}, t \in [0, T_s] \quad (4.8)$$

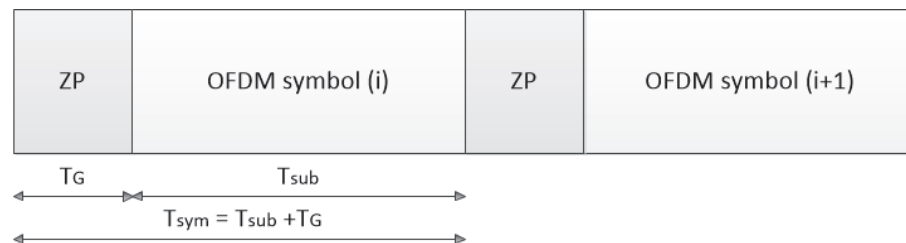
Pro jednoduchost předpokládejme modulaci M-PSK (klíčování fázovým posuvem), kde $|c_k| = 1$. Teoretická maximální hodnota PAPR je $10 \cdot \log_{10} N_{sc}$ v dB při nastavení $c_k = 1$ a $t = 0$. Pro OFDM systém s 256 subnosnými je teoretická maximální hodnota PAPR 24 dB, což je očividně příliš vysoká hodnota. Naštěstí takto vysoká hodnota PAPR se objevuje velmi zřídka. Lepší způsob jak charakterizovat PAPR je využití doplňkové kumulativní distribuční funkce (CCDF), která je dána rovnicí (4.9).

$$P_c = P_r \{PAPR > \vartheta_p\}, \quad (4.9)$$

kde P_c je pravděpodobnost, že PAPR překročí určitou hodnotu. Na obrázku 4.6 je zobrazena CCDF s různým počtem subnosných. Je také zajímavé si povšimnout, že PAPR signálu OFDM se nepatrně zvyšuje se zvyšujícím se počtem subnosných. Například když zvýšíme počet subnosných z 32 na 256, PAPR vzroste o asi 1,6 dB podle obrázku 4.6.



Obr. 4.7: OFDM symbol s cyklickým prefixem a suffixem.



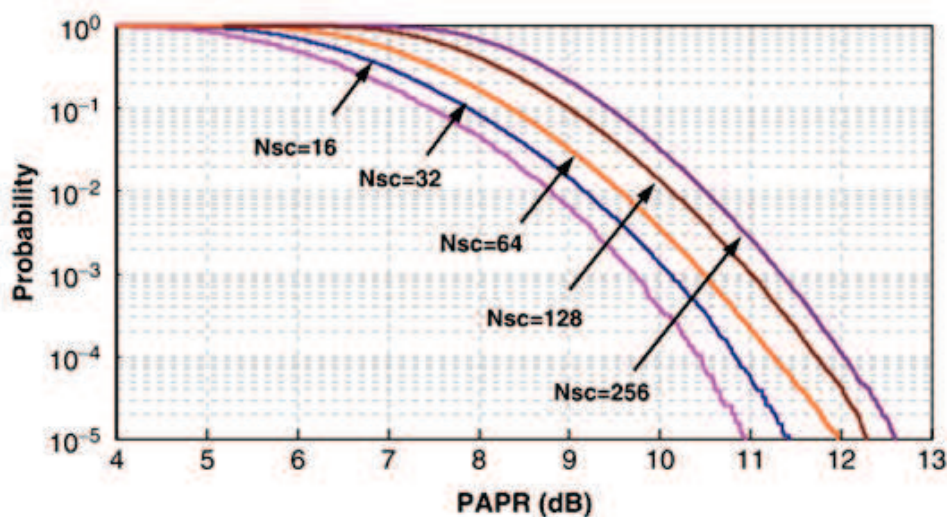
Obr. 4.8: OFDM symbol s ZP.

Je zřejmé, že PAPR signálu OFDM je příliš vysoké jak pro radiofrekvenční, tak optické systémy. Důsledkem je intenzivní zájem o redukci PAPR. Nejpoužívanější algoritmy pro snížení PAPR můžeme rozdělit do dvou kategorií:

- Redukce PAPR pomocí zkreslení signálu, které se provádí pomocí oříznutí OFDM signálu. Výsledkem oříznutí signálu je rostoucí hodnota bitové chybovosti (BER).
- Redukce PAPR bez zkreslení signálu. Smyslem toho přístupu je mapování původní křivky do nové sady křivek s nižší hodnotou PAPR než je žádoucí hodnota s určitým snížením šířky pásma.

4.2.5 Spektrální účinnost optické OFDM

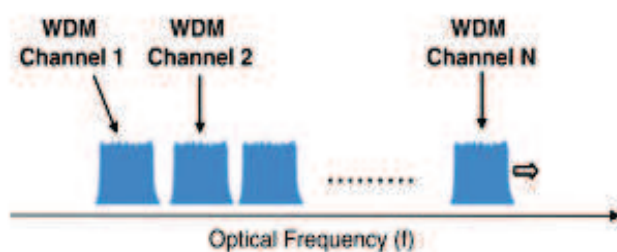
V systémech s přímou detekcí optického OFDM (DDO-OFDM) není elektrické pole optického signálu obvykle lineární replika v základním pásmu, což vyžaduje frekvenční ochranné pásmo mezi hlavním optickou nosnou a OFDM spektrem, čímž se snižuje spektrální účinnost. Optická spektrální účinnost je především závislá na detailech implementace. Budeme se dále věnovat optické spektrální účinnosti pro koherentní OFDM (CO-OFDM). V OFDM systémech je počet subnosných N_{sc} přenášén v každém OFDM symbolu



Obr. 4.9: Doplnková kumulativní distribuční funkce P_c pro PAPR signálu OFDM s různým počtem subnosných.

periody T_s . To znamená, že celková symbolová rychlost je dána rovnicí 4.10:

$$R = \frac{N_{sc}}{T_s} \quad (4.10)$$

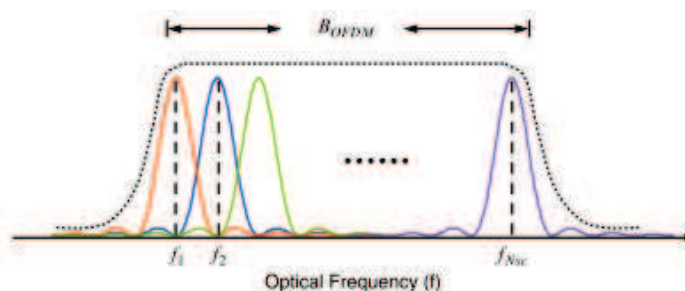


Obr. 4.10: Optické spektrum pro N vlnově dělených kanálů (WDM).

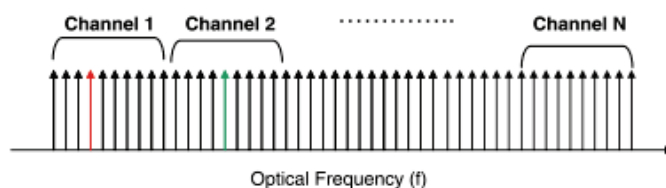
Na obrázcích 4.10, 4.11 a 4.12 můžeme vidět optické spektrum pro OFDM kanály. Šířka pásma OFDM je dána rovnicí (4.11):

$$B_{OFDM} = \frac{2}{T_s} + \frac{N_{sc} - 1}{t_s}, \quad (4.11)$$

kde t_s je doba pozorování.



Obr. 4.11: Optické spektrum pro OFDM signál pro jednu vlnovou délku .



Obr. 4.12: Optické spektrum pro OFDM signál pro více kanálu bez ochranného pásma .

Budeme-li předpokládat velké množství subnosných, spektrální účinnost OFDM je dána rovnicí (4.12) [17].

$$\eta = 2 \frac{R}{B_{OFDM}} = 2\alpha, \alpha = \frac{t_s}{T_s} \quad (4.12)$$

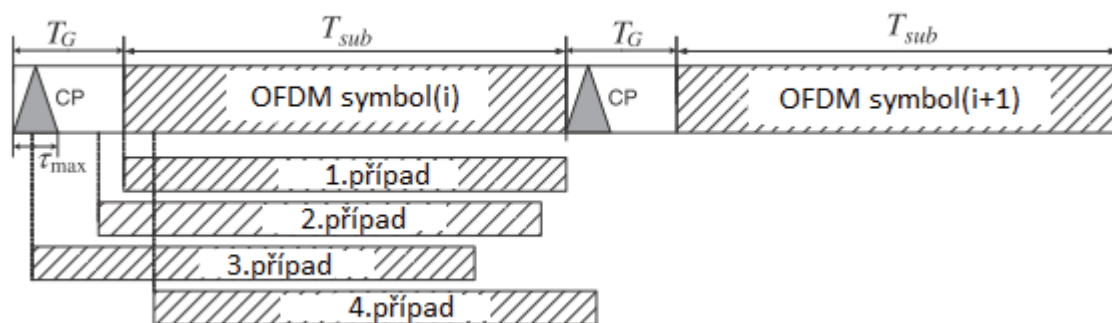
4.3 OFDM synchronizace

OFDM systém přenáší data pomocí ortogonálních subnosných pro paralelní přenos, jejichž cílem je zabránit zkreslení způsobeného intersymbolovou interferencí. Nicméně výhoda OFDM může být užitečná pouze tehdy, když ortogonalita je zachována. V případě, že ortogonalita není dostatečně zaručena jakýmkoliv způsobem, jeho funkce může být narušena kvůli ISI a ICI. V této kapitole bude analyzován účinek symbolu s časovým offsetem (STO) a frekvenčním offsetem (FSO) a bude popsána synchronizační technika k potlačení STO a CFO problému v OFDM systému.

4.3.1 STO efekt

IFFT a FFT jsou základní funkce pro modulaci a demodulaci na vysílači a přijímači OFDM systému. Aby bylo možné použít N-FFT na přijímači, potřebujeme přesné vzorky vyslaného OFDM symbolu. Jinými slovy, musí být časová synchronizace OFDM symbolu

prováděna za účelem zjištění počátečního bodu každého OFDM symbolu (s odstraněným CP), což usnadňuje získání přesných vzorků. V závislosti na odhadovaném výchozím bodu symbolu OFDM, účinek STO se může lišit. Obrázek 4.13 ukazuje čtyři různé případy časového offsetu, ve kterém je časový offset přesný, trochu předčasný, hodně předčasný a nebo o něco pozdější.

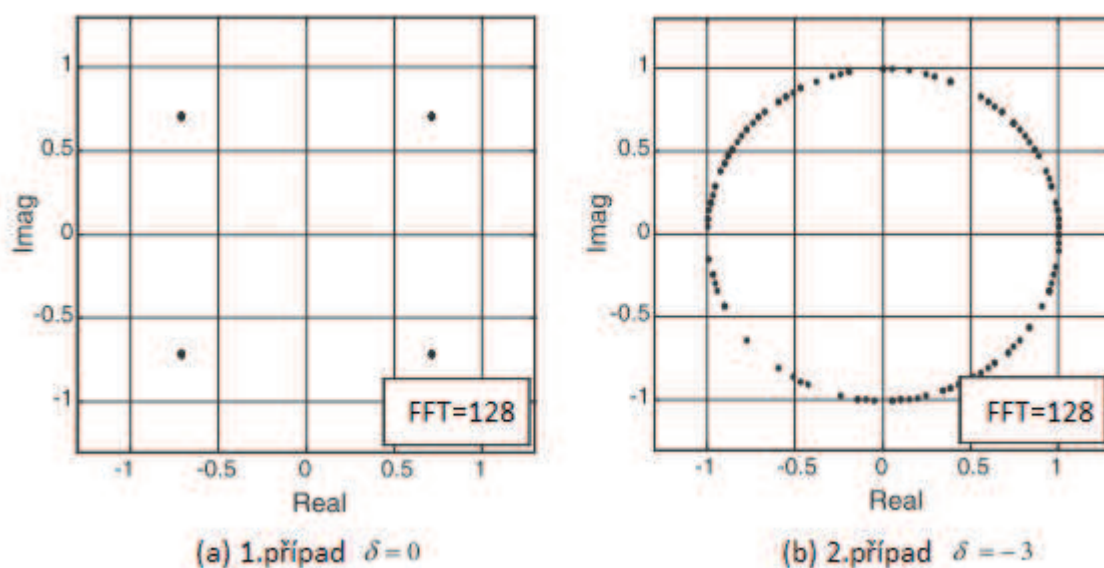


Obr. 4.13: Čtyři různé případy výchozího bodu OFDM symbolu.

- 1.případ:** To je případ, kdy odhadovaný výchozí bod OFDM symbolu se shoduje s přesným načasováním, je zachována ortogonalita mezi subnosnými. V tomto případě je OFDM symbol dokonale obnoven bez jakéhokoli typu rušení.
- 2.případ:** Tohle je případ, kdy odhadovaný výchozí bod OFDM symbolu je před přesným bodem ještě po ukončení odezvy kanálu na předchozím symbolu OFDM. V tomto případě se i -tý OFDM symbol nepřekrývá s $i+1$ -tým OFDM symbolem tak, aby vzniklo ISI. Nicméně zde existuje fázový offset, který je přímo úměrný STO δ a indexu subnosné, což způsobuje konstelaci signálu rotujícího kolem původního signálu. Obrázek 4.14a,b znázorňuje přijaté symboly v konstelačním diagramu. Jak se dalo očekávat, fázový offset vzhledem k STO je pozorován v 2.případě.
- 3.případ** Tohle je případ, kdy výchozí bod OFDM symbolu je odhadován před konec odezvy kanálu předchozího OFDM symbolu, čímž je časování symbolu příliš předčasný k zabránění ISI. V tomto případě je ortogonalita mezi subnosnými složkami porušena ISI a kromě toho také dochází k ICI.
- 4.případ** V tomto případě, kdy odhadovaný výchozí bod OFDM symbolu je až po přesném bodu, což znamená, že časování symbolu je trochu pozdní vůči přesnému symbolu. Je zřejmé, že i v tomto případě dochází k porušení ortogonalit subnosných a odtud dochází k ISI. Obrázek 4.15a,b zobrazuje konstelace pro 3. a 4. případ.

4.3.2 CFO efekt

Vyslaný signál v základním pásmu je převeden do propustného pásma pomocí modulace nosné a pak je převeden zpět do základního pásma pomocí nosného signálu se stejnou frekvencí.



Obr. 4.14: Konstelace signálu ovlivněného STO.

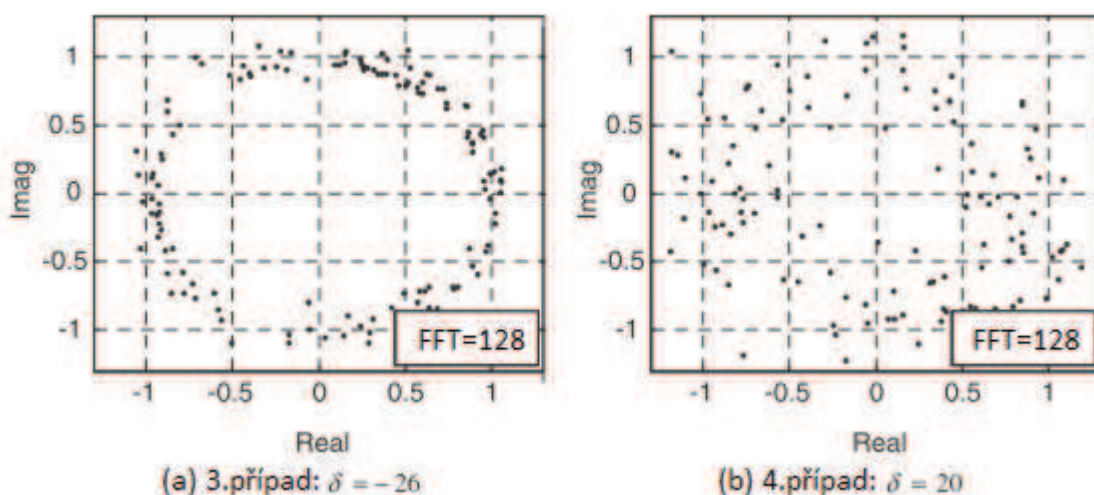
vencí nosné na přijímači. Obecně platí, že existují dva druhy zkreslení spojené s nosným signálem. Jedním z nich je fázový šum vzhledem k nestabilitě generátorů nosného signálu použitých u vysílače a přijímače. Na druhé straně je zde frekvenční offset nosné (CFO) způsobený frekvenčním Dopplerovým posunem. I když se snažíme generovat stejné frekvence nosné na vysílači i přijímači, dochází k nevyhnutelným rozdílům mezi nimi vzhledem k fyzikální povaze oscilátorů. Efekt CFO vede k rušení mezi nosnými, což znamená, že frekvenční složka subnosné je ovlivněna frekvenčními složkami jiných subnosných. Obrázek 4.16 zobrazuje konstelaci přijatých symbolů s frekvenčním offsetem označeným ε .

4.3.3 Časová synchronizace OFDM

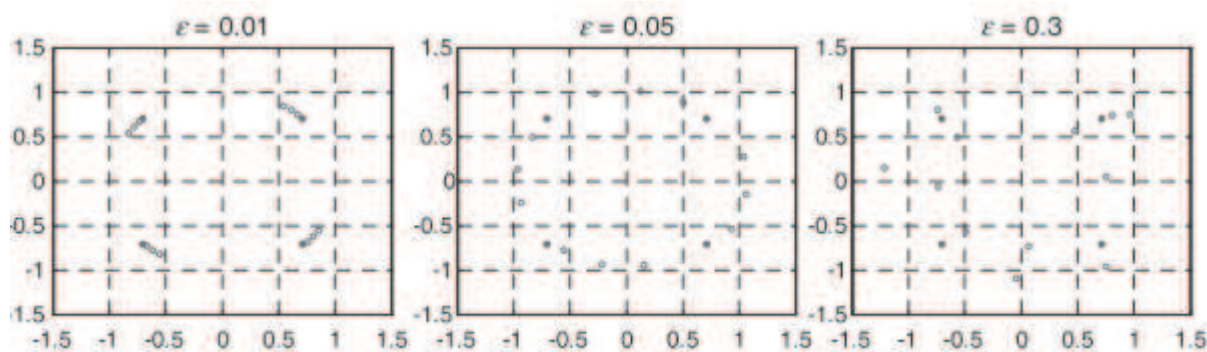
Odhad STO v časové oblasti pomocí cyklického prefixu

Uvažujme OFDM symbol s cyklickým prefixem (CP), jako je uvedeno na obrázku 4.17.

Vzhledem k tomu, že cyklický prefix je část symbolu OFDM, který je zkopírován na začátek stejného symbolu, existují podobnosti mezi cyklickým prefixem a částí OFDM symbolu, což může být použito pro odhad STO. Jak je znázorněno výše na obrázku, uvažujme dvě posuvná okna $W1$ a $W2$, které jsou od sebe vzdáleny v závislosti na délce symbolu OFDM. Podobnost mezi těmito dvěma okny vzorků N_G je maximální, když CP spadá do prvního posuvného okna. To znamená, že podobnost je maximalizována, když se minimalizuje rozdíl mezi těmito okny. Výhoda této techniky spočívá v tom, že není potřeba žádné další rozšíření, protože CP je dnes implementován ve většině OFDM systémů. Nicméně, účinek vícecestného kanálu může snížit účinnost tohoto přístupu.



Obr. 4.15: Konstelace signálu ovlivněného STO pro 3. a 4.případ.

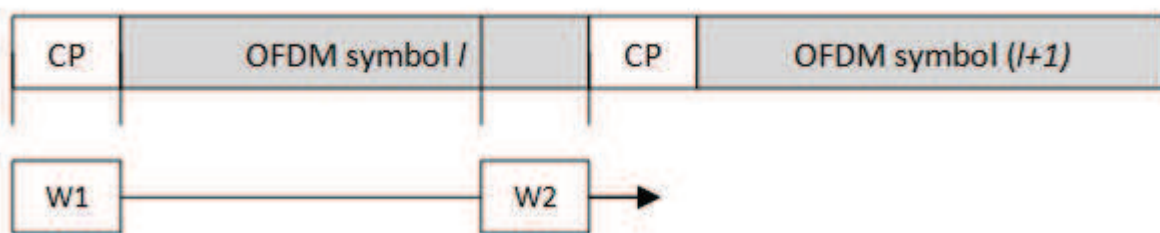


Obr. 4.16: Konstelace signálu ovlivněného CFO.

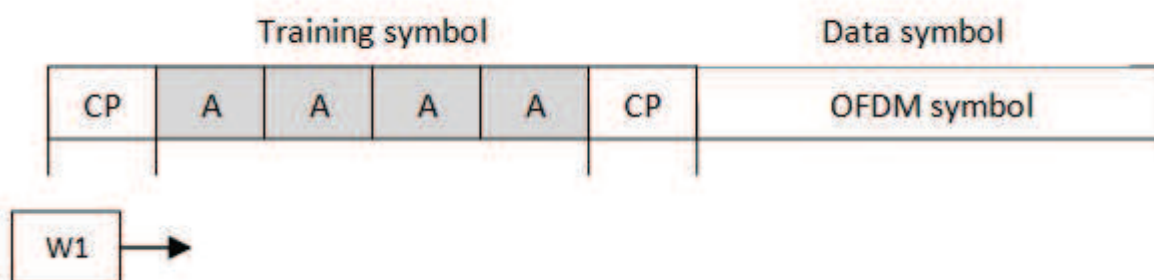
Odhad STO ve frekvenční oblasti pomocí tréninkových symbolů

Jiný přístup využívá k odhadu STO použití jednoúčelových tréninkových symbolů. Na rozdíl od prvního způsobu zahrnuje přidávání vyslaných tréninkových symbolů, ale stejně se zde neprojevují účinky vícecestného kanálu. Příkladem může být standard IEEE 802.11, který používá krátké sekvence preamble před každým OFDM symbolem pro účely synchronizace.

V této metodě se odhad STO provádí pomocí korelace mezi tréninkovým symbolem a přijatým signálem, protože přijímač zná tréninkový symbol. V praxi může být autokorelační operace snadno provedena s použitím filtru s konečnou impulzní odezvou (FIR), který je součástí mnoha softwarových knihoven. V tomto případě se používá přístup přizpůsobeného filtru, což je nejlepší způsob, jak detekovat signál v přítomnosti aditivního bílého Gaussova šumu (AWGN). Vzhledem k opakující se struktuře tréninkových sym-



Obr. 4.17: Časová synchronizace pomocí cyklického prefixu a posuvného okna.



Obr. 4.18: Odhad STO pomocí jednorázových tréninkových symbolů.

bolů, můžeme použít malý FIR filtr s konečným počtem koeficientů, který se rovná délce jednoho bloku "A" namísto použití velkého FIR filtru pro celý tréninkový symbol. Tento koncept je užitečný v programovatelných hradlových polích (FPGA).

4.3.4 Frekvenční synchronizace

Pro odhad CFO v časové oblasti se opět využívá cyklického prefixu nebo tréninkových symbolů.

Odhad CFO pomocí cyklického prefixu

S dokonalou synchronizací symbolů je výsledkem CFO ε rotace fáze $2\pi n\varepsilon/N$ přijatého signálu. Za předpokladu, že zanedbáme vliv kanálu, fázový rozdíl mezi CP a odpovídající částí OFDM symbolu (umístěného N vzorků zpátky) způsobený CFO je $2\pi n\varepsilon/N = 2\pi\varepsilon$. Potom CFO může být určeno pomocí úhlu fáze jako výsledek CP a odpovídající části OFDM symbolu. S cílem snížit vliv šumu, určuje se průměrná hodnota pomocí vzorků intervalu CP podle rovnice X.X.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=-N_G}^{-1} y_1^*[n] y_1[n+N] \right\} \quad (4.13)$$

Vzhledem k tomu, že operace \arg se provádí pomocí \tan^{-1} , rozsah odhadu CFO pomocí předchozí rovnice je $[-\pi, +\pi)/2\pi = [-0.5, +0.5]$, a proto integrální CFO nelze pomocí této techniky odhadnout.

Odhad CFO pomocí tréninkových symbolů

Můžeme vidět, že technika odhadu CFO pomocí CP dokáže určit CFO jen v intervalu $\{|\varepsilon| \leq 0.5\}$. Vzhledem k tomu, že v počáteční fázi synchronizace může být CFO velké, můžeme potřebovat techniku odhadu, která dokáže pokrýt širší rozsah CFO. Rozsah CFO může být zvýšen tak, že se sníží vzdálenost mezi dvěma vzorky bloků za účelem korelace. To je možné pomocí tréninkových symbolů, které se opakují s určitou periodou. Nechť D je celé číslo, které udává poměr délky OFDM symbolu k délce opakujícího se vzoru. Vysílač posílá tréninkové symboly s D opakujícím se vzory, které jsou dány rovnicí 4.13.

$$x_1[k] = \begin{cases} A_m, & \text{if } k = D \cdot i, i = 0, 1, \dots, (N/D - 1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.14)$$

kde A_m reprezentuje M-ární symbol a N/D je celé číslo. Pokud jsou $x_1[n]$ a $x_1[n + N/D]$ identické, přijímač může odhadnout CFO podle rovnice X.X.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N/D-1} y_1^*[n] y_1[n + N/D] \right\} \quad (4.15)$$

Rozsah CFO odhadu pomocí této techniky je $\varepsilon = D/2$, který se zvětšuje s rostoucím D .

4.4 Odhad kanálu

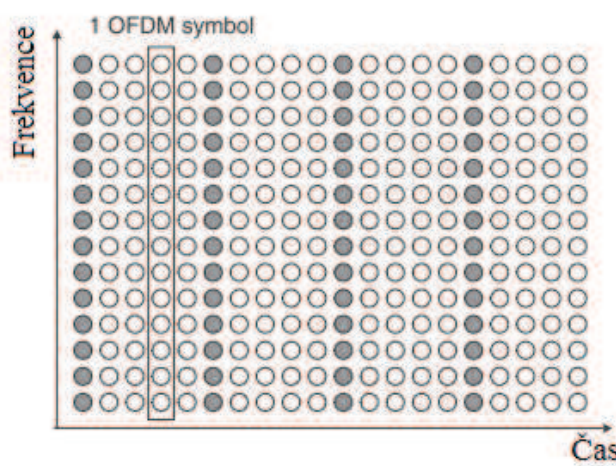
V systému OFDM vysílač moduluje bitovou sekvenci na QAM symboly, provádí IFFT na symboly a odešle je ven skrz kanál. Přijaty signál je obvykle zkreslen vlastnostmi kanálu. Aby bylo možné obnovit vyslané bity, musí být odhadnut efekt kanálu a být kompenzován v přijímači. Každá subnosná se může považovat za samostatný kanál tak dlouho, dokud nedochází k ICI a je zaručena ortogonalita mezi subnosnými. Ortogonalita umožňuje každé subnosné složce přijímaného signálu být vyjádřena jako produkt vyslaného signálu a frekvenční odezvy subnosné. To znamená, že vyslaný signál může být získán pomocí odhadu odezvy kanálu na každé subnosné. Obecně platí, že kanál může být odhadnut za pomoci preamble nebo pilotních symbolů, které zná jak vysílač, tak přijímač, které využívají různé interpolační techniky pro odhad odezvy kanálu subnosné. Aby bylo možné zvolit odhadování kanálu, musí se zvážit řada aspektů jako složitost implementace, požadovaný výkon, výpočetní složitost a časové změny v kanálu.

4.4.1 Odhad pomocí pilotů

V závislosti na uspořádání pilotů existují tři různé typy struktury pilotů: blokový typ, hřebenový typ a mřížkový typ.

Blokový typ

Blokový typ pilotního uspořádání je znázorněn na obrázku 4.19. V tomto typu jsou OFDM symboly s piloty na všech subnosných (dále jen pilotní symboly) periodicky vysílány pro účely odhadu kanálu. Pomocí těchto pilotů se odhad kanálu provádí pomocí interpolace v časové oblasti. Vzhledem k tomu, že pilotní symboly jsou vloženy do všech subnosných, blokový typ pilotních symbolů je vhodný pro frekvenční selektivní kanály.



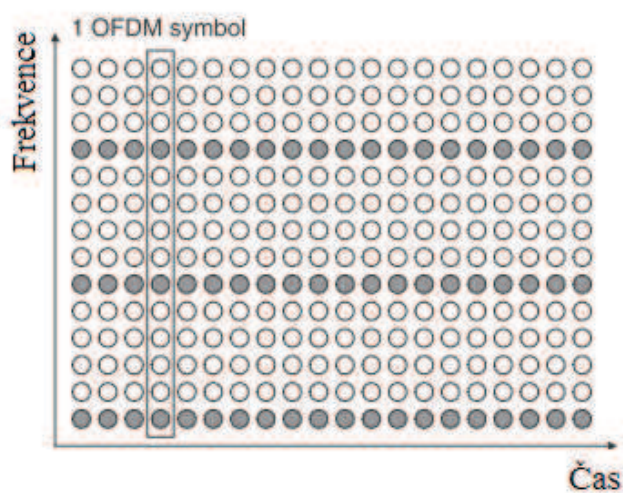
Obr. 4.19: Blokový typ pilotních symbolů.

Hřebenový typ

Hřebenové uspořádání pilotních symbolů je zobrazeno na obrázku 4.20. V tomto typu má každý OFDM symbol pilotní symboly na pravidelně umístěných subnosných, které jsou použity pro interpolaci ve frekvenční oblasti pro odhad kanálu podél frekvenční osy. Na rozdíl od blokového typu uspořádání pilotních symbolů je hřebenové uspořádání lepší pro rychle zeslabující se kanály, ale ne pro frekvenčně selektivní kanály.

Mřížkový typ

Mřížkové uspořádání pilotních symbolů je znázorněno na obrázku 4.21. V tomto typu, pilotní symboly jsou vloženy podél obou os (časové i frekvenční) s danou periodou. Pilotní symboly rozptýlené v časové i frekvenční ose usnadňují interpolaci frekvenční/časové oblasti pro odhad kanálu [24].



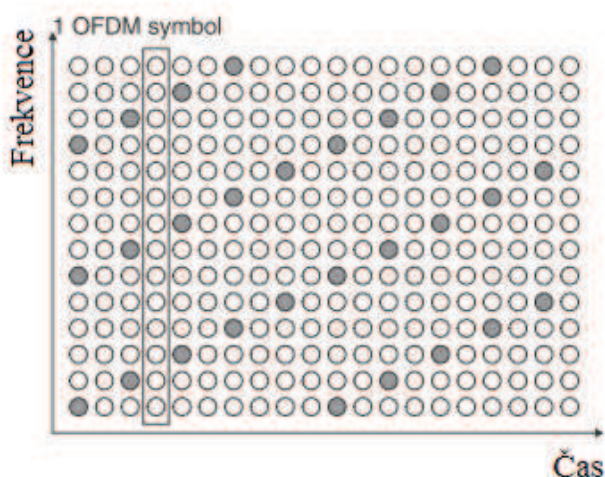
Obr. 4.20: Hřebenový typ pilotních symbolů.

4.5 ACO-OFDM a DC-OFDM

OFDM je používán především díky jeho robustnosti proti kanálové disperzi. Disperze je jedno z největších omezení v optických komunikačních systémech, což snižuje rychlost přenosu dat a tím i užitečnou šířku pásma optického kanálu. Proto byly navrženy různé typy optického OFDM pro překonání disperze v optických komunikačních systémech. Pro kompenzaci chromatické disperze, která je hlavní nevýhodou v jednomódových vláknech, byly navrženy optické OFDM s přímou detekcí (DDO - OFDM) a optické OFDM s koherentní detekcí (CO - OFDM). V tomto případě se chromatická disperze jeví jako fázové zkreslení, to znamená otáčení konstelačních bodů v přijímači. Proto se na přijímači používá ekvalizace s cílem obnovit původní data. V těchto systémech se elektrický signál prezentuje jako signál optického pole optického OFDM, tzv. lineární pole modulace. V optických spojích využívajících multimódová vlákna byly navrženy ke snížení módové disperze dvě metody. Jedná se o DC biased optical OFDM (DCO-OFDM) a asymmetrically clipped (ACO-OFDM).

4.5.1 ACO-OFDM

ACO-OFDM je forma OFDM, která moduluje intenzitu světelného zdroje. Vzhledem k tomu, že dochází k modulaci intenzity světelného zdroje, tato intenzita musí být reálná a kladná. K zajištění toho, aby byl signál v časové oblasti reálný a kladný, subnosné využívají Hermitianovy symetrie, pouze liché subnosné nesou modulovaná data a jakékoli záporné hodnoty se oříznou na vysílači. Oříznutí nezkrusluje data, která jsou přenášena pomocí lichých subnosných, ale snižuje amplitudu jejich konstelačních hodnot o polovinu. ACO-OFDM je obzvláště atraktivní modulace, protože má vyšší energetickou účinnost než jakékoli známé modulační schéma[11].



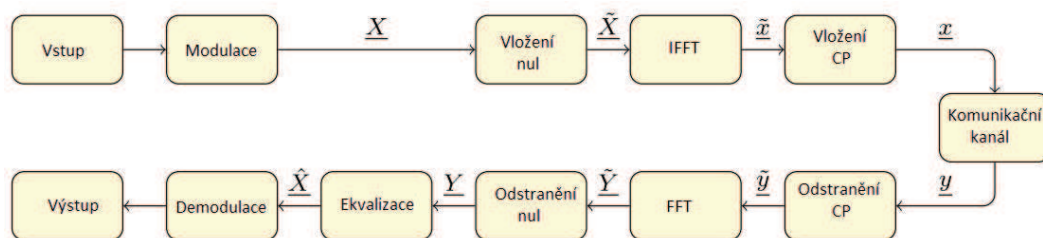
Obr. 4.21: Mřížkový typ pilotních symbolů.

4.5.2 DCO-OFDM

V DCO-OFDM je použit DC bias k získání kladného signálu. Zatímco v ACO-OFDM nesou data pouze liché subnosné, tak v DCO-OFDM jsou k přenosu dat využity všechny subnosné. DCO-OFDM je méně efektivní než ACO-OFDM, pokud jde o průměrný optický výkon pro konstelace jako je 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM a 256 QAM[12]. Ale pro větší konstelace jako je 1024-QAM nebo 4096-QAM je DCO-OFDM účinnější, protože kvůli použití DC biasu není DCO-OFDM neúčinné co se týče optického výkonu, zatímco použití poloviny subnosných pro přenos dat v ACO-OFDM je neúčinné, co se týče šířky pásma. Pro malé konstelace je první efekt důležitější a ACO-OFDM poskytuje lepší celkový výkon, ale pro větší konstelace druhý efekt dominuje a DCO-OFDM poskytuje lepší výkon[11].

5 NÁVRH MODULÁTORU A DEMODULÁTORU OFDM

Návrh modulátoru i demodulátoru OFDM probíhal v grafickém programovacím jazyce Labview 2014 od společnosti National Instruments. Blokové schéma navrženého modulátoru můžeme vidět na obrázku 5.1.

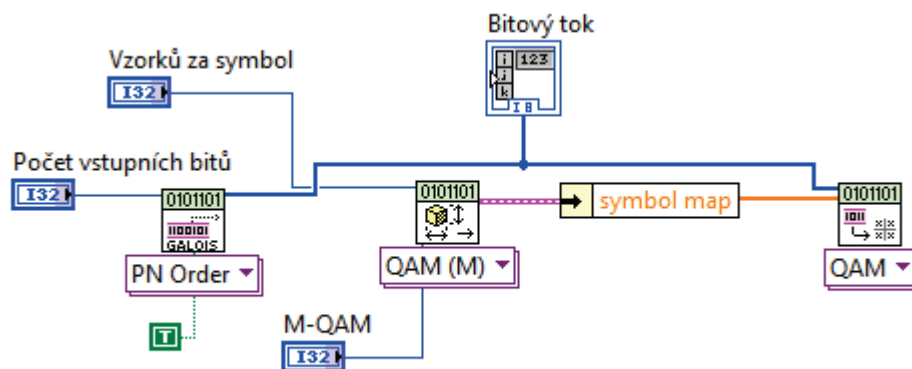


Obr. 5.1: Blokový diagram OFDM systému.

5.1 OFDM modulátor

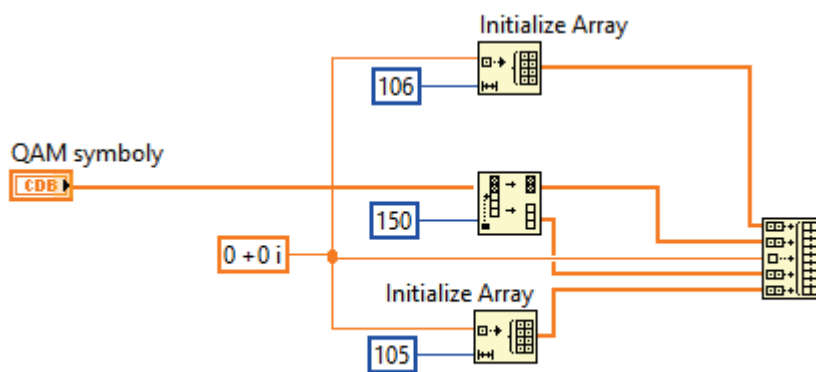
Prvním blokem vstupujícím do modulátoru OFDM je generátor pseudonáhodné sekvence, tedy generátor jedniček a nul, které se neustále cyklicky mění. Tato část modulátoru je vytvořena pomocí bloku MT Generate Bits (poly).vi. Vstupem do bloku pro generaci bitů je počet vstupních bitů, který udává, kolik se vygeneruje různých jedniček a nul. Výstupem bloku je tedy pseudonáhodná sekvence jedniček a nul, která vstupuje do dalšího bloku modulátoru konkrétně do bloku pro mapování bitů na QAM symboly. Blok pro přemapování bitů na symboly MT Map Bits to Symbols.vi má dva vstupy. Jak již bylo zmíněno, prvním vstupem je pseudonáhodná sekvence jedniček a nul, druhým vstupem je pak symbolová mapa určená pro mapování QAM symbolů. Pro určení typu modulace a jejího počtu stavů je určen blok MT Generate System Parameters.vi, který má tedy opět dva vstupy. V případě zvolení možnosti QAM modulace je vstupem počet stavů pro QAM modulaci tedy M-QAM vstup a počet vzorků za symbol, které spolu s typem modulace, přenosovou rychlostí a filtrem pulzního tvarování udávají šířku pásma vysílaného signálu. Počet stavů modulace M-QAM určuje počet různých stavů, které představují symboly v komplexní rovině modulovaného průběhu. Tato hodnota musí být kladnou mocninou dvou a musí být menší než 256. Symbolová mapa tedy udává uspořádané pole, které mapuje každou hodnotu symbolu do svých požadovaných souřadnic v komplexní rovině. Blok pro generování bitů, blok pro vygenerování symbolové mapy a blok pro mapování bitů na QAM symboly můžeme vidět na obrázku 5.2.

Sériový tok QAM symbolů je pak veden do bloku pro přidání nulových subnosných. 106 nulových subnosných je vloženo na začátek před QAM symboly, jedna nulová subnosná je vložena doprostřed a dalších 105 nulových subnosných je vloženo na konec za poslední QAM symbol. Vložení prvních 106 nulových subnosných je provedeno pomocí objektu



Obr. 5.2: Generátor bitů a bloky pro QAM mapování.

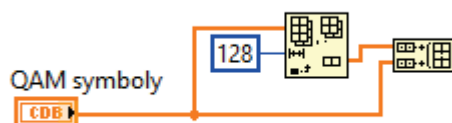
Initialize Array, které vytvoří n -rozměrné pole, v němž je každý prvek inicializován na danou hodnotu. Vstupem je položka element, která udává, jaké konkrétní hodnoty budou vloženy do tohoto pole, to znamená hodnoty $0 + 0i$. Druhým vstupem je pak délka tohoto pole (dimension size) tedy 106. Vložení nulové subnosné doprostřed QAM symbolů je provedeno pomocí objektu Split 1D Array, které rozdělí vstupní QAM symboly na polovinu pomocí vstupu index. Výstupem pak je první polovina pole a druhá polovina pole QAM symbolů. Objekt Build Array pak sloučí všechna pole, které jsme vytvořily do jednoho paralelního pole. To znamená, že vezme prvních 106 nulových subnosných, dále přidá první polovinu QAM symbolů, následuje vložení jedné nulové subnosné doprostřed, dále vložení druhé poloviny QAM symbolů a nakonec doplnění pole o 105 nulových subnosných. Kompletní blok pro vložení nulových subnosných můžeme vidět na obrázku 5.3.



Obr. 5.3: Blok pro vložení nulových subnosných.

Paralelní pole subnosných pak vstupuje do bloku Inverse FFT.vi, kde je signál pomocí rychlé inverzní Fourierovy transformace převeden z frekvenční oblasti do časové oblasti pomocí harmonických signálů, tj. funkcí sin a cos. Symboly vystupující z IFFT pak vstupují

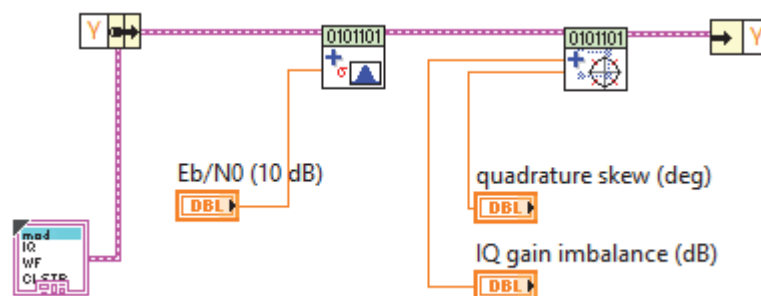
do posledního bloku pro modulaci OFDM, kterým je přidání cyklického prefixu. Cyklický prefix zabraňuje interferenci ISI a ICI, protože tvoří ochranný interval mezi sousedními přenášenými OFDM symboly, udržuje jejich ortogonalitu a usnadňuje synchronizaci. Cyklický prefix je přidán tak, že se zopakuje koncová část signálu odpovídající aktuálnímu symbolu a přidá se před začátek užitečného symbolu. V prostředí Labview je cyklický prefix přidán pomocí objektu Delete From Array, které smaže posledních 128 symbolů, které jsou následně vloženy před užitečné symboly pomocí objektu Build Array. Blok pro vložení cyklického prefixu je zobrazen na obrázku 5.4.



Obr. 5.4: Blok pro přidání cyklického prefixu.

5.2 Simulační komunikační kanál

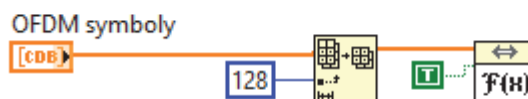
Pro účely simulace OFDM systému byl využit kanál s aditivním bílým Gaussovským šumem. Blok pro přidání Gaussovského bílého šumu MT Add AWGN umožňuje přidání základního modelu šumu, který napodobuje účinek mnoha náhodných procesů, které mohou nastat při přenosu dat v komunikačním kanále (vzduch či kabely). Aditivní se nazývá kvůli tomu, že se přidá k šumu, který by mohl být podstatný pro komunikační kanál. Bílý šum udává, že má jednotný výkon v celém frekvenčním pásmu. Jedná se o obdobu bílé barvy, která má jednotné emise na všech frekvencích ve viditelném spektru. Označení Gaussovský nese z důvodu, že má normální rozdělení v časové oblasti s průměrnou hodnotou nula. Tento blok vrací signál se šumem se zadaným odstupem signálu od šumu $\frac{E_b}{N_0}$, kde E_b udává energii na bit a N_0 představuje rozptyl šumu. V následujících částech diplomové práce bude zkoumána závislost hodnoty bitové chybovosti na odstupě signálu od šumu. Druhým blokem v komunikačním kanále je blok pro znehodnocení signálu MT Apply IQ Impairments, který umožňuje zadat požadovaný úhel zkosení signálu ve stupních nebo požadovaný poměr zisku složky I vůči složce Q.



Obr. 5.5: Komunikační kanál použitý pro simulaci OFDM.

5.3 OFDM demodulátor

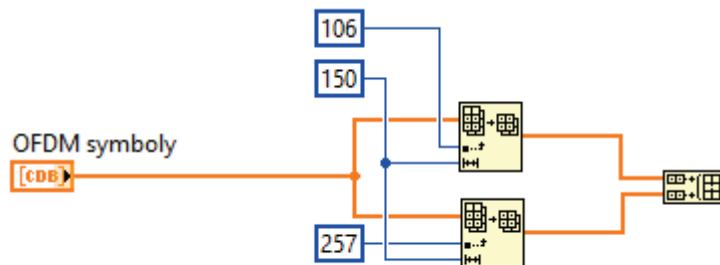
Jak můžeme vidět na obrázku 5.6 prvním blokem demodulátoru OFDM je odebrání cyklického prefixu. Tento krok je proveden pomocí objektu Array Subset, který vrátí část pole začínající na určitém indexu a obsahující určitý počet prvků. Pokud je počet prvků nastaven na default, tento objekt odebere z pole počet prvků podle hodnoty indexu z konce tohoto pole. Pole hodnot po odebrání dané délky cyklického prefixu vstupuje do bloku pro rychlou Fourierovu transformaci, kde jsou symboly převedeny zpět z časové oblasti do oblasti frekvenční. Blok pro odebrání cyklického prefixu a blok pro implementaci Fourierovy transformace jsou zobrazeny na obrázku 5.6.



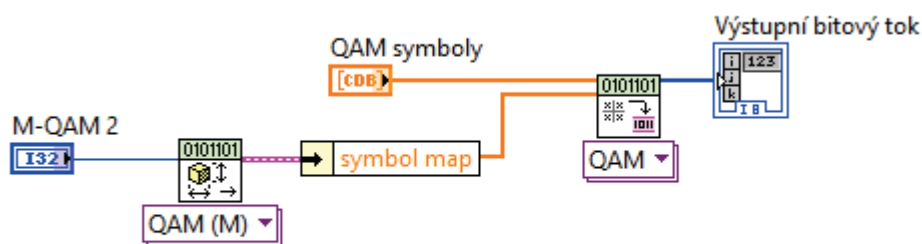
Obr. 5.6: Bloky pro odebrání cyklického prefixu a implementaci rychlé Fourierovy transformace.

Symboly po provedení Fourierovy transformace pak vstupují do bloku pro odebrání nulových subnosných. Tento blok je proveden pomocí dvou objektů Array Subset, které umožňují odebrání prvních 106 nulových subnosných a zároveň posledních 105 nulových subnosných tak, že se pomocí prvku index použijí prvky pole následující za tímto indexem a zadaná délka tohoto objektu udává, kolik symbolů bude použito. Stejný princip funguje i při odebrání posledních nulových subnosných včetně prostřední nulové hodnoty v tomto poli. Obě pole vystupující z těchto bloků vstupují do objektu Build Array, kde jsou sloučeny. Blok pro odebrání nulových subnosných je zobrazen na obrázku 5.7. Pole symbolů vystupujících z bloku pro odebrání nulových subnosných pak vstupuje do posledního bloku demodulátoru OFDM. Posledním blokem je přemapování QAM symbolů zpět na datový tok bitů. Tento blok je téměř shodný s blokem pro mapování bitů na symboly, vstupem je

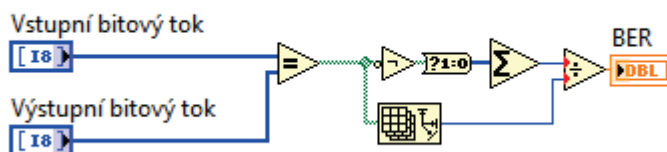
opět symbolová mapa a QAM symboly viz obr. 5.8. Pro měření hodnoty bitové chybovosti BER je vytvořen indikátor, který porovnává vstupní a výstupní hodnoty bitů, tedy jestli se rovnají hodnoty nul a jedniček viz obrázek 5.9.



Obr. 5.7: Blok pro odebrání nulových subnosných.



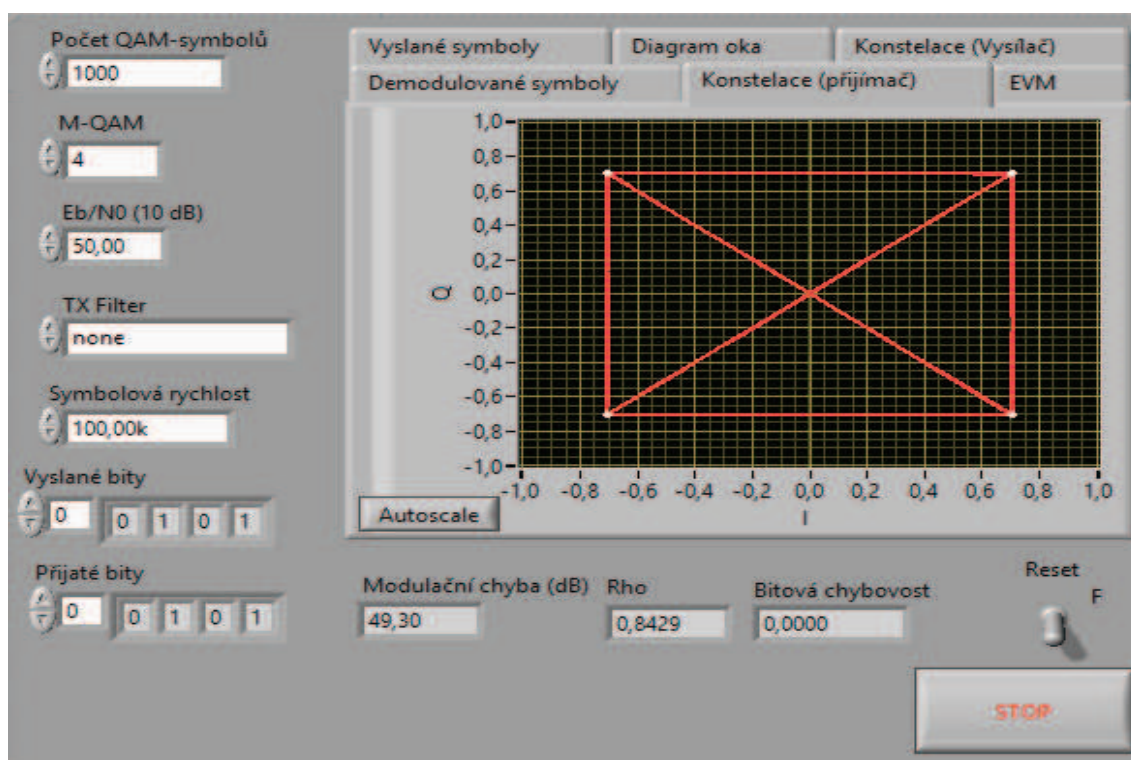
Obr. 5.8: Blok pro demapování QAM symbolů na bity.



Obr. 5.9: Indikátor měření hodnoty BER.

6 SIMULAČNÍ ČÁST MĚŘENÍ

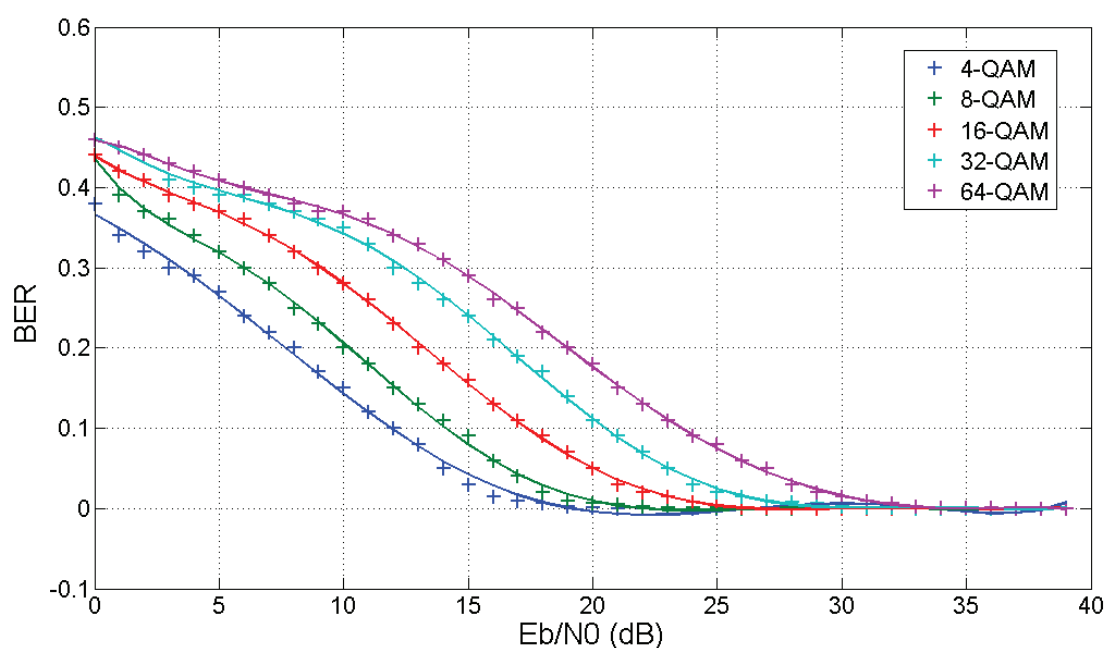
V první části mé diplomové práce jsem se zabýval simulací vytvořeného OFDM systému. Na obrázku (6.1) můžeme vidět uživatelské rozhraní pro OFDM systém, který využívá QAM modulaci pro mapování bitů na symboly. Na hlavním panelu lze nastavit několik parametrů, které ovlivňují funkčnost OFDM systému a které budou následně popsány i podle toho, jak moc ovlivňují kvalitu tohoto systému. M-QAM udává, kolika stavová modulace QAM se má využít pro přenos bitového toku. Například 16-QAM nám umožňuje využít 16 stavů a jedním stavem přenést až 4 bity. Počet QAM symbolů po přepočtu ovlivňuje celkový počet použitých subnosných, které jsou paralelně přenášeny. Tento počet zahrnuje i nulové subnosné, které slouží jako ochranné pásmo. Počet nulových subnosných je defaultně nastaven na 212 tak, že na začátku je vloženo 106 nulových subnosných, jedna nulová subnosná je uprostřed a na konci je vloženo 105 nulových subnosných. Dalším parametrem pro nastavení je pulzně-tvarovací filtr. Tento filtr umožňuje snížení šířky pásma přenášeného signálu a během demodulace snížit intersymbolovou iterferenci. Tento filtr je použit jak pro modulaci, tak i pro demodulaci. Je možno využít dva typy filtrů - Raised Cosine nebo Root Raised Cosine. Raised Cosine je nejpoužívanější pulzně-tvarovací filtr v komunikačních systémech. Komunikační kanál je v simulaci ovlivněn odstupem signálu od šumu. V následujících kapitolách bude tento parametr podrobněji testován.



Obr. 6.1: Uživatelské rozhraní OFDM modulace.

6.1 Měření bitové chybovosti BER

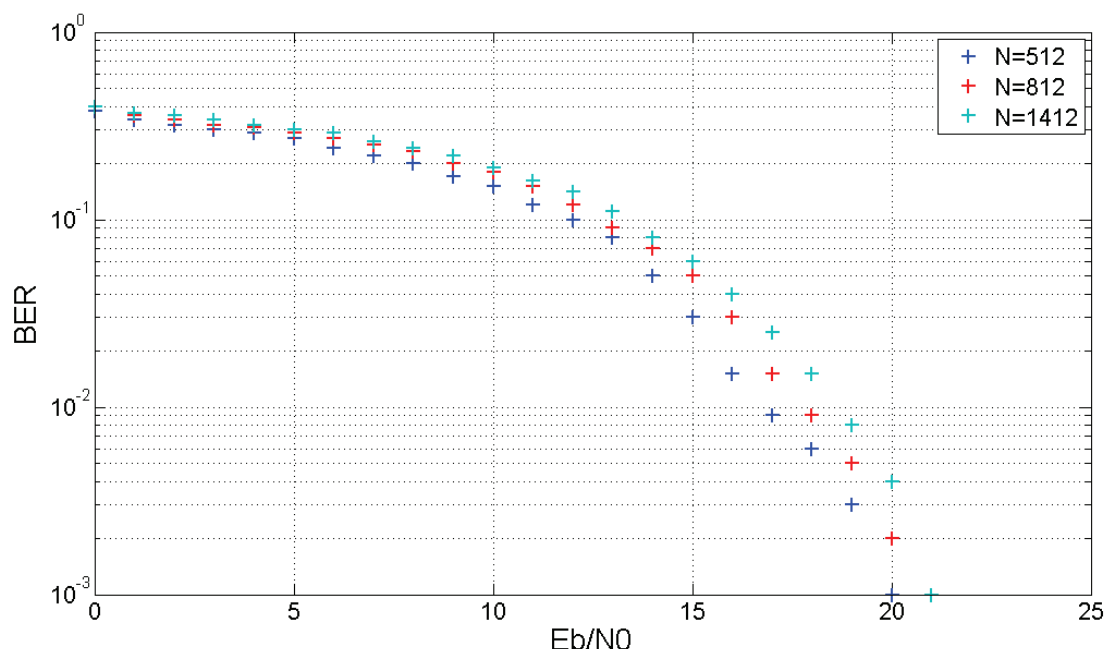
V digitálních komunikačních systémech je důležité správně rozlišit vyslané bity z konečné množiny bitů. Přítomnost šumu v kanálu komplikuje úkol a způsobuje bitovou chybovost. Jedním z důležitých kritérií je bitová chybovost. Teorie bitové chybovosti byla popsána v předchozích kapitolách. Obvykle se BER vynáší do grafu v závislosti na odstupu signálu od šumu (SNR). SNR se obvykle měří za pomoci E_b/N_0 . V simulaci bylo provedeno měření závislosti hodnoty BER na E_b/N_0 pro různý počet stavů modulace QAM, kterou OFDM využívá. Pro měření bylo využito 2000 subnosných včetně nulových subnosných. Výsledek měření je zobrazen na obrázku (6.2).



Obr. 6.2: Závislost BER na odstupu signálu od šumu.

Obrázek ukazuje, že pro menší úroveň šumu (velké SNR) je BER extrémně malé. Nicméně, jak se zvyšuje šum nad určitou prahovou úroveň, hodnota BER se stává nepřijatelná. Z grafu vyplývá, že nejmenší hodnota BER vůči odstupě signálu od šumu je pro modulaci 4-QAM, kdy při hodnotě E_b/N_0 kolem 18 dB je hodnota BER nulová a přenosový systém je vysoce kvalitní. Při nižších hodnotách E_b/N_0 pak naopak stabilita systému klesá a je nevhodná pro přenos dat. Pro modulaci OFDM s využitím 16-QAM je prahová hodnota, kdy je BER hodnota rovna 0 kolem 30 dB a pro modulaci OFDM s využitím 64-QAM je tato hodnota rovna 38 dB.

V další části měření bylo zkoumáno, zda počet subnosných ovlivňuje hodnotu bitové chybovosti v závislosti na odstupu signálu od šumu. Toto měření bylo provedeno s využitím modulace 4-QAM a postupně byl zvyšován počet subnosných systému OFDM na 512, 812 a 1412. Výsledek měření je zobrazen na obrázku (6.3).

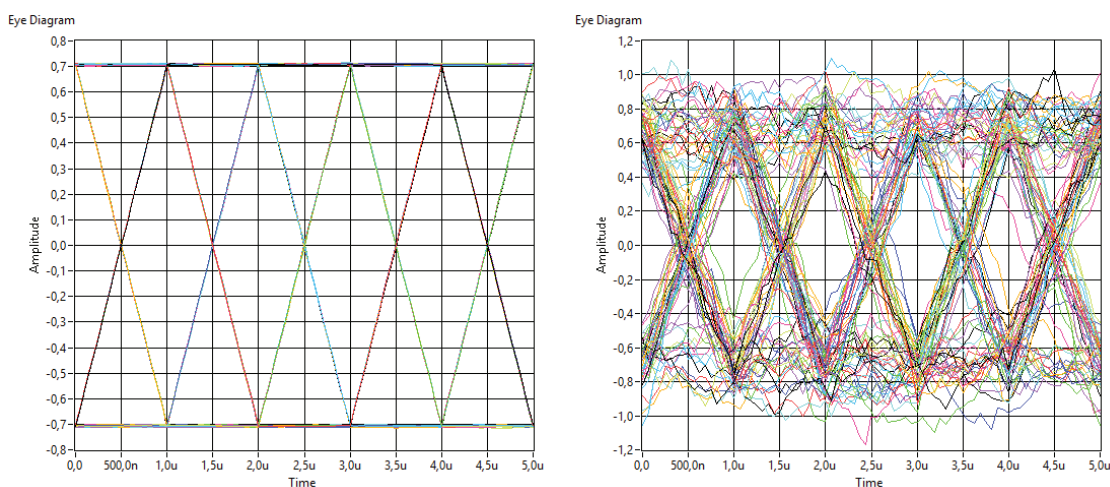


Obr. 6.3: Závislost BER na odstupu signálu od šumu pro 4-QAM a různý počet subnosných.

Z grafu je patrné, že s rostoucím počtem subnosných se hodnota BER nepatrně zvyšuje. Je to dáno tím, že využijeme-li větší počet subnosných pro přenosový systém, dochází k interference mezi nosnými kvůli ztrátě ortogonalit nosných v důsledku zvýšení složitosti FFT. Porovnáme-li počet subnosných 512 a počet 1412, prahová hodnota pro hodnotu $BER=0$ se liší přibližně o 1 dB pro E_b/N_0 , což není výrazný rozdíl.

6.2 Diagram oka

Diagram oka zobrazuje buď kvadraturní nebo soufázovou složku na standardním displeji osciloskopu. Displej je synchronizován pro zobrazení dvou nebo více plných pulzů. Výsledkem je, že stopy ukazují rozsah možných hodnot amplitud a tvarů, se kterými musí vysílač počítat. Diagram oka je tak účinný způsob, jak zkoumat účinky deformací jako je šum či ISI. V nejlepším případě, kdy je přenos velice kvalitní, je oko zcela otevřené. V opačném případě je přítomen šum, oko se zavírá, což naznačuje, že se rozsahy napětí pro 1 a 0 začínají překrývat a je pravděpodobnější vysoká bitová chybovost. Opět byl využit parametr E_b/N_0 pro simulaci vlivu šumu v kanálu. Diagram oka pro modulaci OFDM využívající 4-QAM je zobrazen na obrázku (6.4).

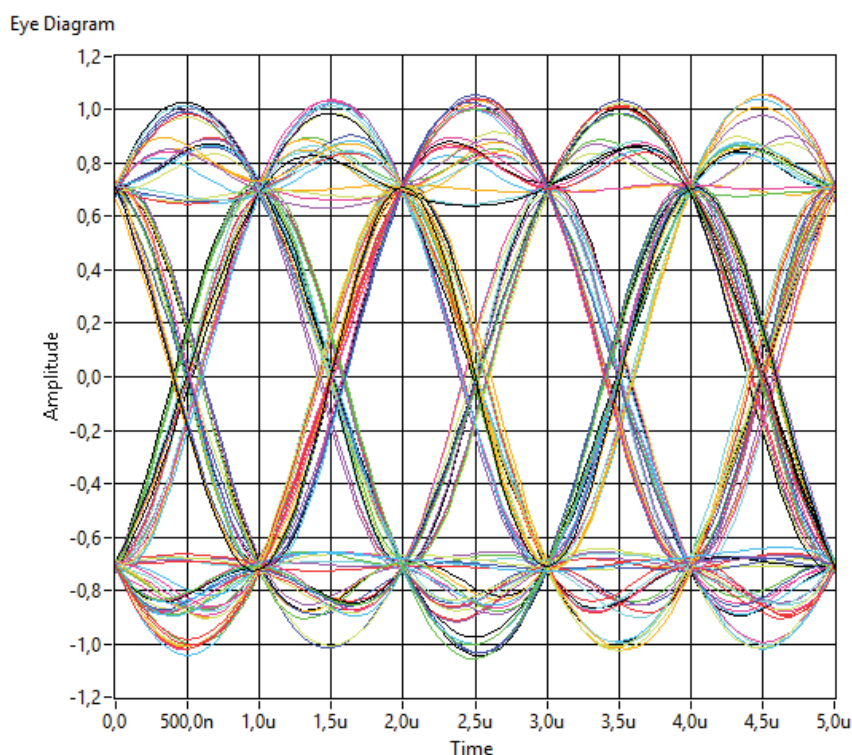


Obr. 6.4: Diagram oka pro 4-QAM OFDM pro $E_b/N_0=50\text{dB}$ a pro $E_b/N_0=20\text{dB}$.

Z obrázku vyplývá, že v prvním případě, kdy byl odstup signálu od šumu $E_b/N_0 = 50\text{ dB}$, což v našem případě zaručuje bitovou chybovost nula, je oko zcela otevřené a můžeme říci, že není ovlivněno šumem či jinými degradacemi signálu. V druhém případě byl zvolen odstup signálu od šumu E_b/N_0 rovno 20dB a diagram oka se částečně zavírá a dochází k ovlivnění šumem. Můžeme však podotknout, že oko není zcela zavřené a že větší část bitů bude přenesena správně.

6.3 Efekt pulzního tvarování

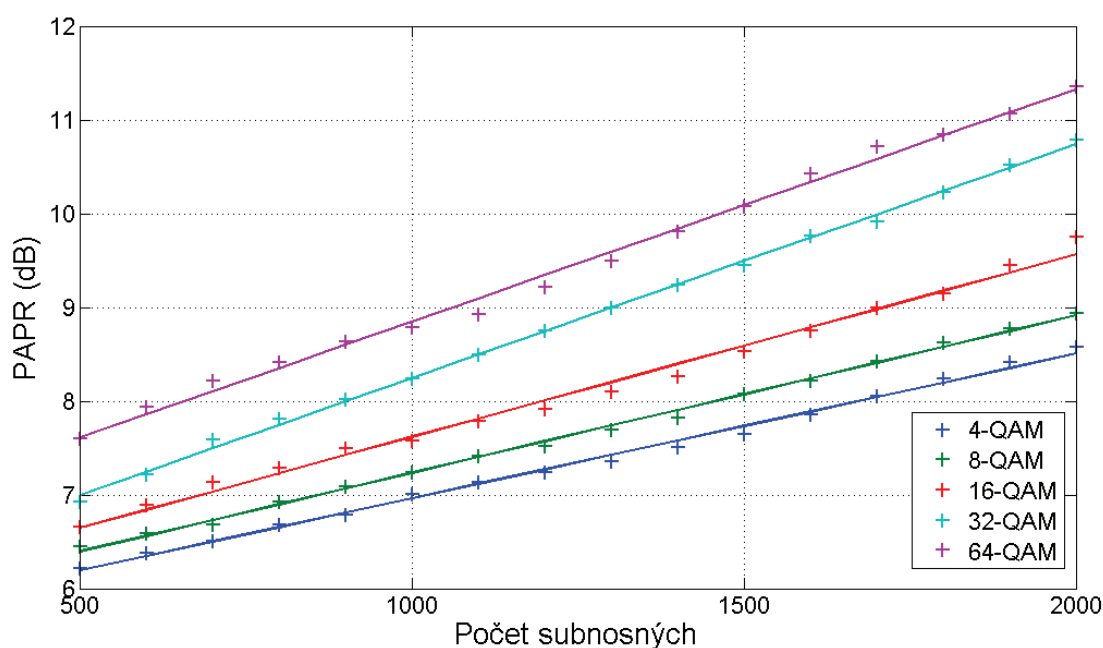
V předchozích případech nebyl zvolen žádný pulzně-tvarovací filtr, případ "none", což znamená, že se používají obdélníkové tvary pulzů. V mnoha aplikacích se však nepoužívají, protože vyžadují nadměrné požadavky na šířku pásma. I když bychom mohli očekávat obdélníkové pulzy zobrazené v diagramu oka, tvar pulzů se zdá být trojúhelníkový s rovnými liniemi spojující body vzorkování. Důvodem je to, že diagram oka představuje výstup přizpůsobeného filtru na přijímači. Pokud použijeme raised-cosine pulzy na vysílači, přijímač již nepoužívá žádné filtrování a jako signál jsou použity nulové ISI pulzy a filtrování odstraní ISI. V další části jsou ukázány dopady užití různých pulzně-tvarovacích filtrů. Vzhledem k tomu, že oko diagram je podobný osciloskopu s persistencí, můžeme získat dobrou představu o tvaru použitého pulzu. Tento děj ilustruje důležité vlastnosti nulových ISI pulzů. Za prvé jsou pulzy zaoblené a hladké, což má za následek minimální šířku přenosu. Za druhé, i když jsou pulzy mnohem širší, než je doba trvání jednoho symbolu, neexistuje žádná interference ze sousedních symbolů. Efekt pulzního tvarování při využití Raised-Cosine filtru je zobrazen na obrázku (6.5).



Obr. 6.5: Diagram oka pro 4-QAM OFDM pro $E_b/N_0=50\text{dB}$ s využitím Raised-Cosine filtru.

6.4 Měření parametru PAPR

V této části práce bylo provedeno simulační měření poměru špičkového výkonu ku střednímu výkonu (PAPR). Pro měření byly postupně využity modulace 4-QAM OFDM, 8-QAM OFDM, 16-QAM OFDM, 32-QAM OFDM a 64-QAM OFDM. Měřila se závislost hodnoty PAPR na počtu subnosných využívaných modulací OFDM pro paralelní přenos symbolů. Postupně byl nastaven počet v rozmezí od 500 do 2000. Hodnota PAPR byla měřena bez použití metod pro redukci hodnoty PAPR, která je pro modulační formát OFDM vysoká. Změřené hodnoty byly zpracovány do grafu a výsledek měření je zobrazen na obrázku 6.6.

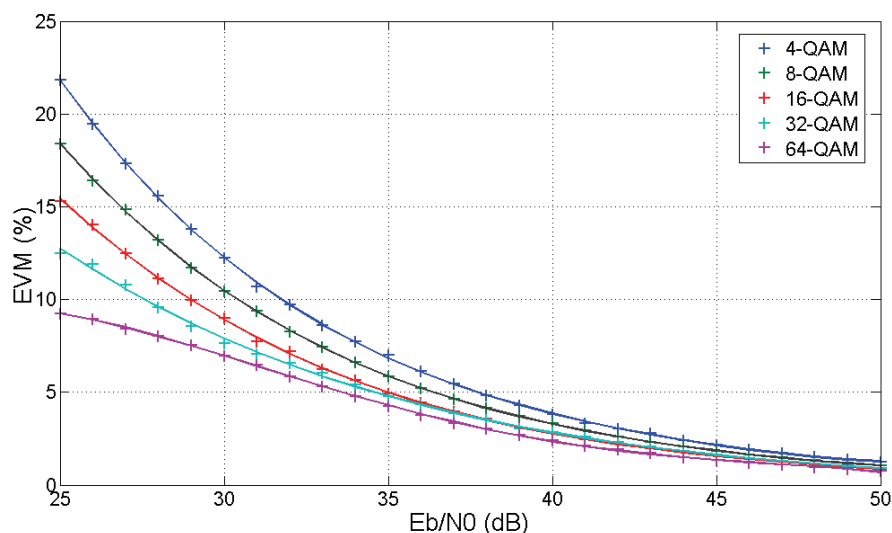


Obr. 6.6: Závislost PAPR na počtu subnosných pro různý počet stavů M-QAM.

Z grafu vyplývá, že hodnota PAPR roste přibližně lineárně s rostoucím počtem subnosných. Můžeme vidět, že hodnota PAPR pro 4-QAM OFDM začíná na hodnotě 6,5 dB při 500 subnosných a postupně roste do hodnoty 8,5 dB pro 2000 subnosných. Pro modulaci 8-QAM OFDM byla tato hodnota o něco vyšší, ale rozdíl je téměř zanedbatelný. Při modulaci 16-QAM už hodnota byla vyšší, kdy při počtu subnosných 500 byla hodnota PAPR 6,7 dB a končila na hodnotě 9,7 dB. Nejvíce hodnota PAPR stoupala u modulace 64-QAM OFDM, kdy z počáteční hodnoty PAPR 7,6 dB při 500 subnosných vzrostla na hodnotu 11,3 při počtu 2000 subnosných.

6.5 Měření EVM

V této části simulace systému OFDM byla testována amplituda chybového vektoru v závislosti na odstupu signálu od šumu. Postupně byly nastaveny hodnoty E_b/N_0 od 25 dB, což byla hodnota, při které jsme ještě dostávali hodnoty BER nula. Při této hodnotě, byl konstelační diagram dané modulace značně rozložený a bylo na něm vidět, že symboly nejsou v ideální pozici, ve které by měli správně být. Hodnoty E_b/N_0 jsem nastavoval s krokem 1 dB až do hodnoty 50 dB, při které už přijímaný signál byl přijatý téměř správně, nedocházelo tedy k jeho degradaci a symboly znázorněné pomocí konstelačního diagramu bylo téměř na ideálních (referenčních) pozicích pro danou modulaci. Opět byla použita 4-QAM, 16-QAM a 64-QAM OFDM modulace se stejným počtem subnosných 512. Výsledek měření je zobrazen na obrázku 6.7.



Obr. 6.7: Měření parametru EVM v závislosti na odstupu signálu od šumu.

Graf tedy zobrazuje závislost amplitudy chybového vektoru na odstupě signálu od šumu pro dané modulační formáty. Z grafu vyplývá, že s rostoucím počtem stavů modulace QAM, klesá hodnota EVM. Vyplývá to z faktu, že čím více stavů máme, tím více je v konstelačním diagramu referenčních symbolů, a proto se výsledné přijaté symboly mohou blížit více k ostatním referenčním symbolům, když je konstelační diagram neuspořádaný. Naopak, když máme modulační formát s menším počtem stavů a výsledná konstelace je neuspořádaná, přijaté symboly mají větší vzdálenost od referenčních symbolů a hodnota EVM je vyšší. Z grafu tedy vyplývá, že v našem měření dosahovala nejlepších hodnot parametru EVM modulace 64-QAM, což není směrodatné.

7 PRAKTICKÁ ČÁST MĚŘENÍ

7.1 Signálový generátor PXI-5670

Pro generování potřebného OFDM signálu byl využit signálový generátor PXI-5670. Tento generátor pracuje s rozlišením 16 bitů a vytváří uživatelsky definované průběhy AWG (Arbitrary Waveform Generator). Maximální nastavitelná vzorkovací rychlost je 100 MS/s, hloubkou paměti 512 MB a reálná šířka pásma může být až 20 Mhz. Tento generátor je schopný s využitím digitálního upconverteru vytvářet signál v pásmu 250 kHz až 2,7 kHz při využití libovolného modulačního formátu [26]. Tento vysílač se skládá ze dvou zásuvných karet. První kartou je PXI-5610, což je upconverter, který umožňuje vysílat data na požadované RF frekvenci podle zvolené přenosové technologie. Druhou kartou je PXI-5421, která slouží jako generátor libovolného průběhu (ARB), který pracuje s diskretním IQ průběhem.

7.2 Signálový analyzátor PXI-5661

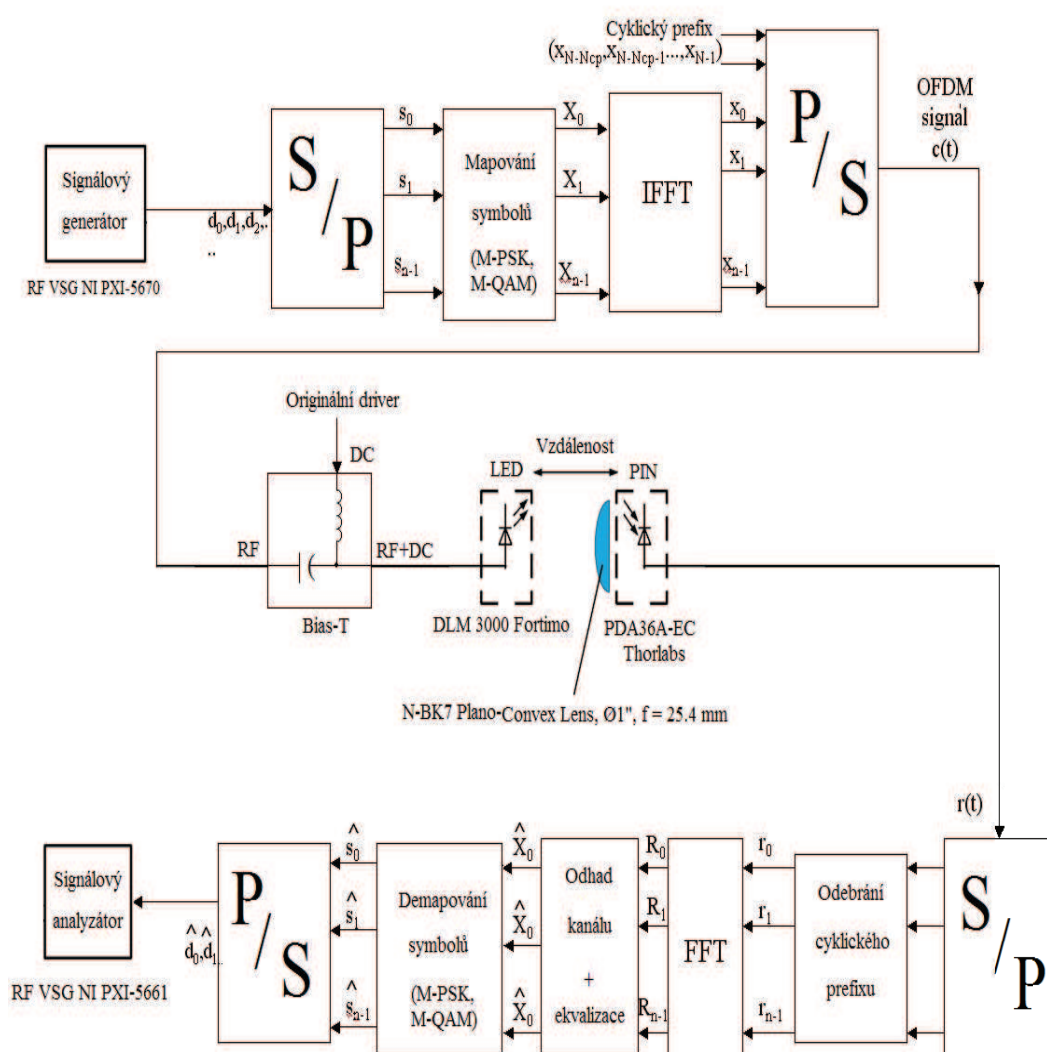
Signálový analyzátor PXI-5561 je přístroj umožňující rychlé měření digitálně modulovaných signálů v pásmu 9 kHz až 2,7 GHz. Poskytuje kompletní vizualizaci naměřených výsledků pomocí rozšiřující knihovny Spectral Measurement Toolkit, která poskytuje zobrazení pomocí 3D spektrogramů nebo vektorových diagramů. PXI-5661 se také skládá ze dvou zásuvných karet. První z nich je downconverter PXI-5600, který pracuje při frekvencích v rozmezí 250 kHz-2,7 GHz a zpracovává přijatý signál z vysílače. Druhou kartou je vysokorychlostní digitizér PXI-5142, který pracuje na maximální vzorkovací frekvenci 64 MS/s [26].



Obr. 7.1: PXI-1042.

7.3 Měření OFDM

Měření bylo provedeno podle obrázku 7.2. Nejdříve bylo nutné správně nastavit vzdálenost čočky od fotodetektoru. Tento krok byl proveden pomocí vektorového síťového analyzátoru, kde jsme určovali nejlepší výkonovou úroveň fotodetektoru. Výstupní signál z generátoru NI PXI-5670 byl připojen pomocí Bias-Tee společně se stejnosměrnou složkou, kde byl nastaven pracovní bod LED diody. Z Bias-Tee jsme přivedli posunutý signál o stejnosměrnou složku na LED svítidlu DLM 3000 Fortimo, jejíž parametry jsou uvedeny v tabulce 7.1. Na přijímací straně (detekční strana) byl připraven fotodetektor od firmy Thorlabs PDA36A-EC. Signál přijatý na fotodetektoru pak byl přiveden do signálového analyzátoru NI PXI-5661.



Obr. 7.2: Blokové schéma zapojení pro měření.

Tab. 7.1: Parametry pro DLM 3000 Fortimo

Parametr	Hodnota	Jednotka
Světelný tok	3488	lm
Účinnost	129	lm/W
Jmenovitý proud	790	mA
Vyzařovací úhel	94	°
Tepelný výkon	16.1	W

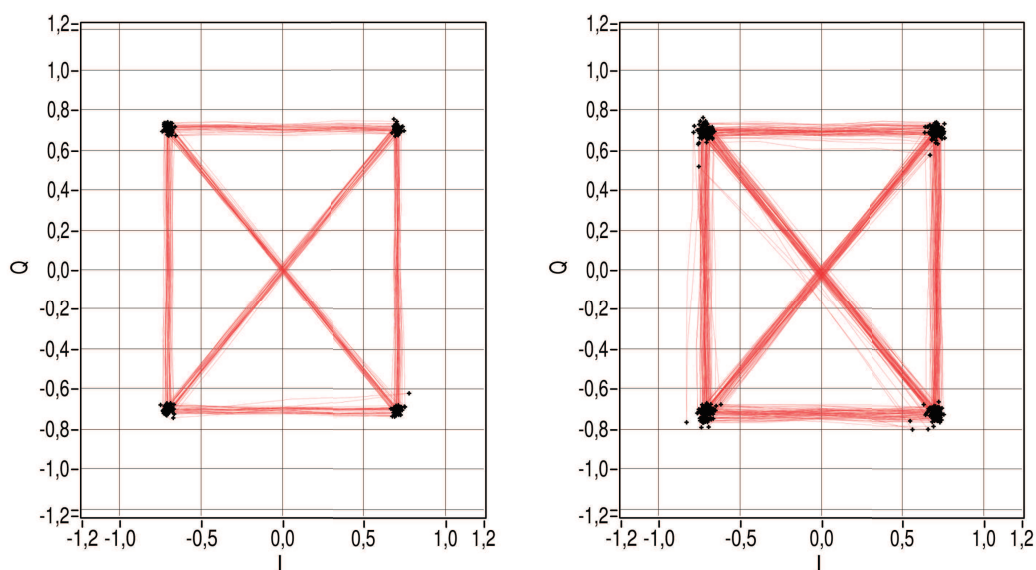
Tab. 7.2: Parametry pro PDA36A-EC

Parametr	Hodnota	Jednotka
Aktivní oblast	13	mm ²
Vlnová délka	320-1100	nm
Šířka pásma	10	MHz
Zisk	10-80	dB

Měření probíhalo v několika bodech. Na signálovém generátoru byl generován signál se symbolovou rychlostí 100 kHz, který byl modulován pomocí QPSK OFDM, 16-QAM OFDM a 64-QAM OFDM. Pro každou modulaci byl postupně nastaven různý počet subnosných v rozmezí od 100 do 2000. Měření bylo provedeno pro vzdálenosti 2, 3 a 4 metry od LED světla, které vyzařovalo námi generované bity, až po fotodetektor PDA36A-EC, jehož parametry jsou uvedeny v tabuli 8.2, který vyslané bity zachycoval a posílal na signálový analyzátor. Pro každou vzdálenost a pro všechny počty subnosných jsme měřili několik parametrů. Nejdůležitějším parametrem pro měření byl parametr EVM, podle kterého byla určována kvalita získaného signálu. Hodnota EVM je rozpoznatelná z konstelčního diagramu pro danou modulaci. Dále byly zapisovány hodnoty fáze a magnitudy. V poslední řadě jsme pak měřili parametr PAPR. Pro měření jsme zvolili frekvenci nosné 1 Mhz. Pro dané modulace byly otestovány vzdálenosti, které lze pomocí této modulace dosáhnout. Naměřené parametry byly vyneseny do grafů, čímž jsme mohli graficky určit kvalitu jednotlivých modulací.

7.3.1 Měření QPSK OFDM

Pro první měření byla vybrána modulace QPSK OFDM, která umožňuje přenést 2 bity jedním stavem. Bylo zjišťováno, do jaké vzdálenosti dokážeme zachytit signál tak, aby bylo možné jej využít pro kvalitní přenos dat. Nejprve byla zvolena vzdálenost fotodetektoru od světla LED 2 metry. Byly měřeny parametry EVM, fáze, magnituda a PAPR. Postupně byl nastaven počet subnosných v rozmezí od 100 do 2000. Tabulka 7.3 ukazuje naměřené hodnoty pro vzdálenost 2 metry a modulaci QPSK OFDM. Na obrázku 7.3 můžeme vidět konstelace zachycené na přijímací straně pro 100 a 2000 subnosných.



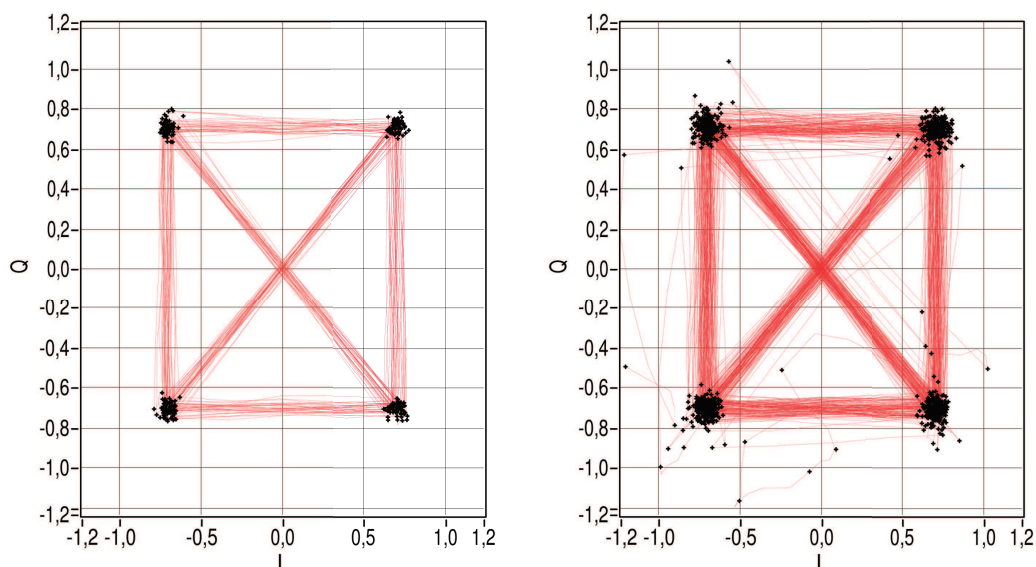
Obr. 7.3: Konstelační diagram pro modulaci QPSK, vzdálenost 2 m pro 100 a 2000 subnosných.

Tab. 7.3: Tabulka hodnot pro QPSK OFDM ve vzdálenosti 2 m pro různý počet subnosných

2m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	2,81	2,81	3,21	3,02	2,92	2,75	3,3	3,14
Fáze (%)	1,16	1,12	1,27	1,2	1,18	1,11	1,34	1,27
Magnituda (%)	1,92	1,99	2,35	2,2	2,05	1,95	2,33	2,24
PAPR (dB)	13,24	12,38	11,91	13,24	14,28	14,13	14,57	15,08

Z tabulky 7.3 můžeme vyčíst hned několik poznatků. Hodnota amplitudy chybového vektoru (EVM) se výrazně nemění s rostoucím počtem subnosných, dá se říci, že drží konstantní hodnotu, to znamená, že přenos dat přes LED světlo na vzdálenost dva metry je velice dobrý. Tato hodnota se pohybuje okolo 3% a i podle konstelačního diagramu vidíme, že nedochází k degradaci signálu. Co se týče fáze, můžeme vidět, že ta je také stejná pro všechny hodnoty subnosných a její hodnota se pohybuje kolem 1,15%, to znamená, že fázový offset není výrazný a nebude docházet k fázové rotaci konstelačního diagramu. Důležitým parametrem je PAPR a podle tabulky můžeme vidět, že hodnota PAPR se zvyšuje s rostoucím počtem subnosných. Rozdíl mezi PAPR při 100 subnosných a 2000 subnosných je zhruba 2 dB.

Pro stejnou modulaci byla nyní posunuta detekující strana (fotodetektor) do vzdálenosti 3 metry od vysílače (LED světla). Proběhlo stejné měření jako ve vzdálenosti dva metry. Výslednou konstelaci pro modulaci QPSK OFDM ve vzdálenosti 3 metry a pro 100 a 2000 subnosných lze vidět na obrázku 7.4. Naměřené hodnoty parametrů jsou v tabulce 7.4.



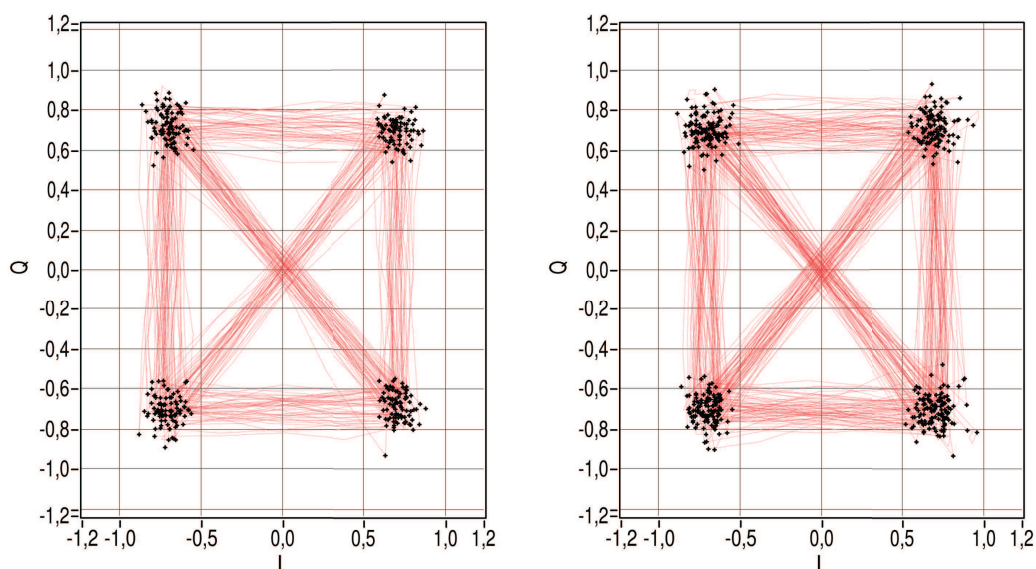
Obr. 7.4: Konstelační diagram pro modulaci QPSK, vzdálenost 3 m pro 100 a 2000 subnosných.

Podle obrázku můžeme usoudit, že při použití 100 subnosných je konstelace uspořádaná a signál byl přijat bez degradace. Naopak při použití 2000 subnosných můžeme vidět, že určité vyslané symboly byly přijaty chybně a navíc docházelo k fázovému posuvu, který je dle tabulky kolem 5%. Hodnota EVM je již také značně vysoká, konkrétně 13%. Je tu také možnost, že došlo k rušení z okolních světél, které by způsobovaly degradaci signálu. Hodnota PAPR pro různé počty subnosných je přibližně stejná jako hodnota PAPR ve vzdálenost fotodetektoru 2 metry od vysílače.

Tab. 7.4: Tabulka hodnot pro QPSK OFDM ve vzdálenosti 3 m pro různý počet subnosných

3m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	4,41	4,98	5,6	5,44	5,63	5,85	13,9	13,01
Fáze (%)	1,8	2	2,21	2,18	2,28	2,34	6,12	4,5
Magnituda (%)	3,13	3,54	3,94	3,87	4,02	4,15	9,45	8,4
PAPR (dB)	13,16	12,44	11,98	12,67	13,78	14,14	13,77	15,68

V poslední části měření QPSK OFDM byl posunut fotodetektor do vzdálenosti 4 metry od LED světla. Výslednou konstelaci pro modulaci QPSK OFDM ve vzdálenosti 4 metry a pro 100 a 2000 subnosných lze vidět na obrázku 7.5. Naměřené hodnoty parametrů jsou v tabulce 7.5.



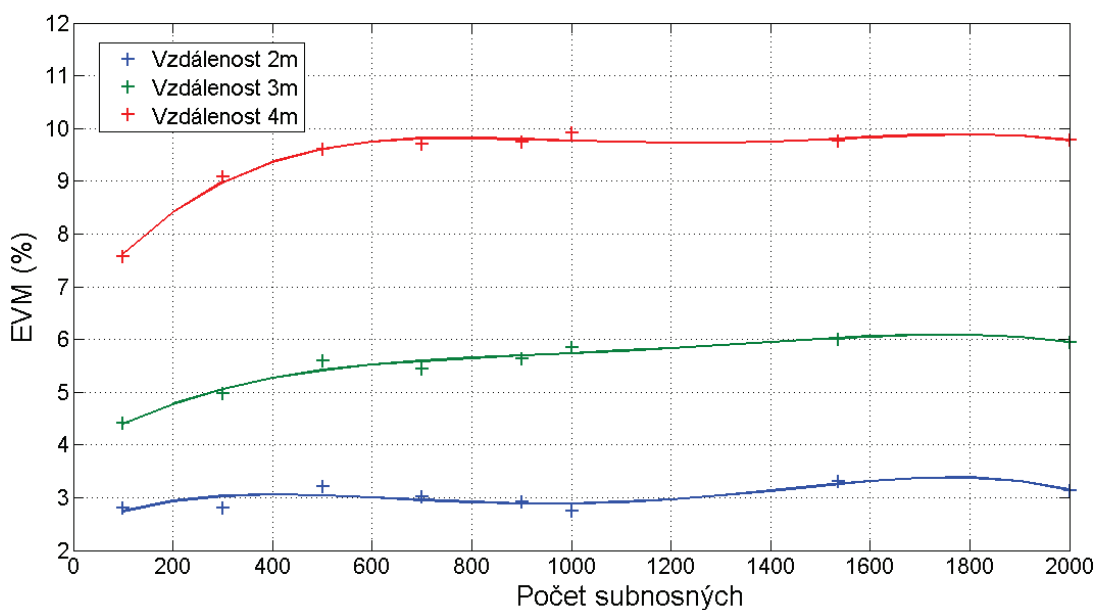
Obr. 7.5: Konstelační diagram pro modulaci QPSK, vzdálenost 4 m pro 100 a 2000 subnosných.

Podle konstelačního diagramu pro modulaci QPSK OFDM a počet subnosných 100 a 2000 pro vzdálenost 4 metry se jeví přenos signálu jako kvalitní. Nevidíme zde žádný fázový posuv, který byl kolem 4%. EVM podle tabulky se pohybuje kolem 9% a můžeme tedy říci, že pomocí naší přenosové sestavy lze přenést vyslaný signál do vzdálenosti 4 metry.

Na obrázku 7.6 můžeme vidět závislost parametru EVM na počtu subnosných pro různé vzdálenosti. Na grafu vidíme, že hodnota EVM se s rostoucí vzdáleností zvyšuje. Nejmenší je tedy pro vzdálenost 2 metry a naopak největší pro vzdálenost 4 metry. Při změně vzdálenosti fotodetektoru od vysílače ze dvou na tři metry se hodnota EVM zvýšila asi o 1,5%. Při změně vzdálenosti ze tří metrů na čtyři metry se hodnota EVM zvýšila

Tab. 7.5: Tabulka hodnot pro QPSK OFDM ve vzdálenosti 4 m pro různý počet subnosných

4m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	7,58	9,08	9,6	9,7	9,74	9,92	9,77	9,78
Fáze (%)	3,09	3,67	3,86	3,94	4,01	4,04	3,93	3,94
Magnituda (%)	5,38	6,45	6,82	6,85	6,77	6,99	6,95	6,96
PAPR (dB)	12,85	11,89	11,94	13,14	14,43	14,06	13,53	14,43

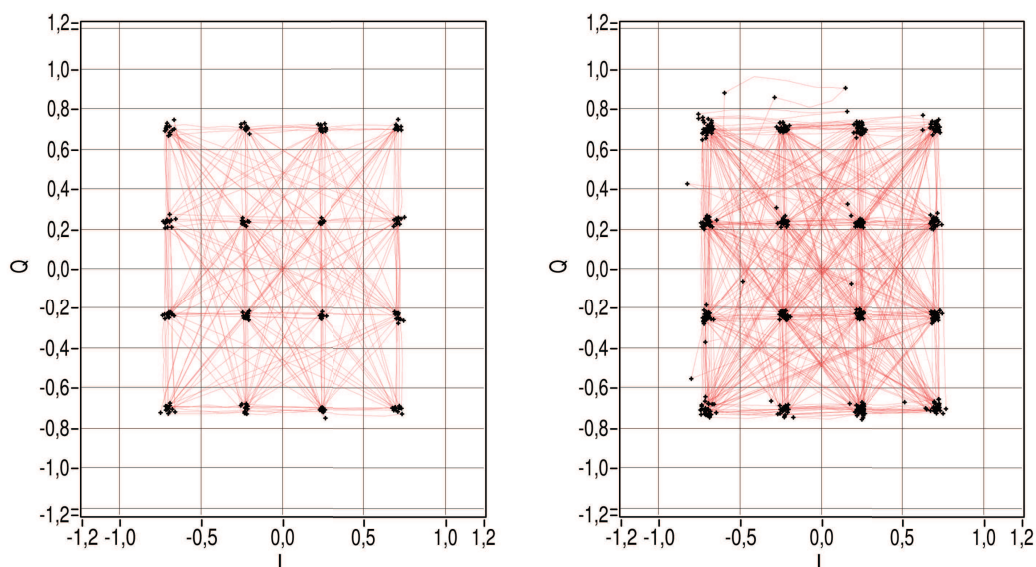


Obr. 7.6: Grafické zobrazení hodnot EVM pro různý počet subnosných modulace QPSK OFDM.

zhruba o 3%. Můžeme také vidět, že hodnota EVM je přibližně konstantní po různý počet subnosných pro jednu vzdálenost. Z naměřených výsledků vyplývá, že modulaci QPSK OFDM můžeme využít až do vzdálenosti 4 metry od vysílače, kterým může být LED světlo umístěné na stropě v uzavřené místnosti. V této vzdálenosti bude možné přenášet datový tok bez degradace signálu. Zbylé konstelační diagramy jsou uvedeny v příloze A.1.

7.3.2 Měření 16-QAM OFDM

Toto měření probíhalo stejně jako u modulace QPSK OFDM, akorát byla využita 16 stavová modulace QAM, která umožňuje přenést 4 bity jedním stavem. Měření opět začalo ve vzdálenosti 2 metry od LED světla. Výsledná konstelace pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 2 metry pro různý počet subnosných je zobrazena na obrázku 7.7. Naměřené hodnoty můžeme vidět v tabulce 7.6.



Obr. 7.7: Konstelační diagram pro modulaci 16-QAM OFDM, vzdálenost 2 m pro 100 a 2000 subnosných.

Konstelační diagram pro 16-QAM OFDM a 100 subnosných ve vzdálenosti 2 metry je uspořádaný, to znamená, že signál byl přijat bez degradací. Hodnota EVM se pohybovala kolem 2% pro 100 a pro 2000 subnosných byla kolem 3%. Tyto hodnoty jsou velmi dobré pro tuto vzdálenost, takže nebude problém tuto modulaci využít. Hodnota PAPR byla pro 100 subnosných 12,55 dB a pro 2000 subnosných 17,56 dB. Hodnota PAPR opět rostla s počtem subnosných. Hodnota fáze byla kolem 2 %, což nezpůsobí žádnou degradaci.

Tab. 7.6: Tabulka hodnot pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 2 m pro různý počet subnosných

2m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	1,75	1,82	2,09	1,92	1,91	2,85	2,56	2,9
Fáze (%)	1,21	1,22	1,42	1,23	1,24	1,94	1,74	1,79
Magnituda (%)	1,92	2,12	2,56	2,16	2,09	3,23	2,99	3,13
PAPR (dB)	12,55	13,07	13,87	13,27	14,13	15,44	16,11	17,56

Nyní byl posunut fotodetektor do vzdálenosti 3 metry od LED světla. Výsledná konstelace pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 3 metry pro různý počet subnosných je zobrazena na obrázku 7.8. Naměřené hodnoty můžeme vidět v tabulce 7.7.

Tab. 7.7: Tabulka hodnot pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 3 m pro různý počet subnosných

3m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	3,01	3,34	3,52	3,48	3,72	3,87	5,34	5,38
Fáze (%)	1,94	2,19	2,33	2,2	2,32	2,55	3,33	3,25
Magnituda (%)	3,15	3,82	4,08	3,9	4,07	4,37	6,05	5,9
PAPR (dB)	12,78	13,24	14,08	13,99	14,21	14,68	14,9	17,83

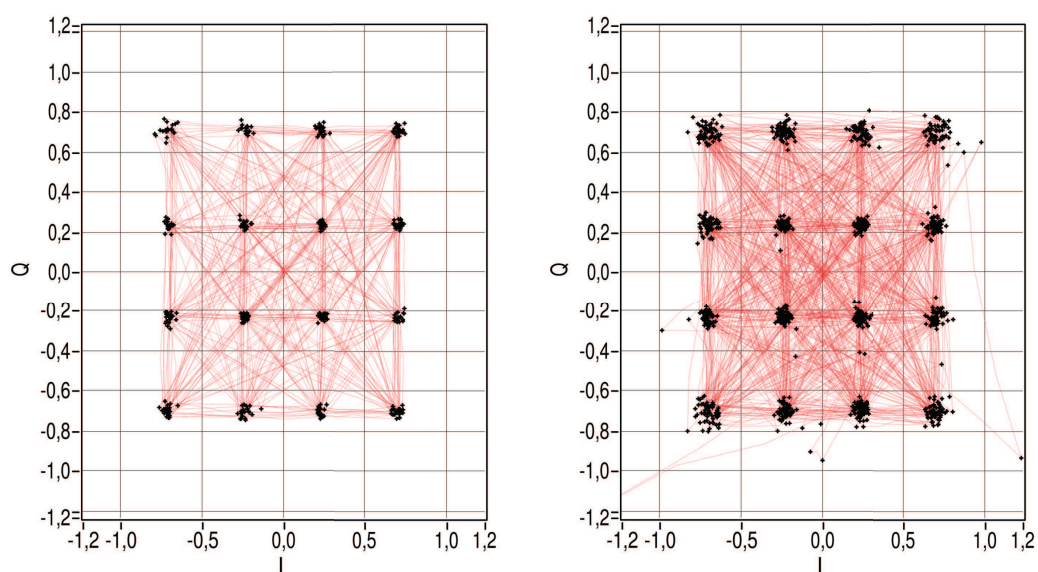
Podle konstelace můžeme určit, že přijatý signál byl ve vzdálenosti 3 metry pro 16-QAM OFDM a pro 100 subnosných přijat s minimální degradací. Hodnota EVM byla kolem 3%, což je velice dobrá hodnota pro tuto vzdálenost. Fáze signálu byla kolem 2% a nedocházelo k žádné fázové rotaci. Naopak pro 2000 subnosných můžeme vidět mírnou degradaci subnosných, která mohla být způsobena okolními světly nebo porušením ortogonality subnosných. Hodnota EVM byla 5,38%, proto můžeme tuto modulaci použít na tuto vzdálenost. Hodnota PAPR se s rostoucím počtem subnosných zvyšovala a při 2000 subnosných byla 17,83 dB.

V další části měření byl fotodetektor posunut do vzdálenosti 4 metry od vysílače. Výsledná konstelace pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 4 metry pro různý počet subnosných je zobrazena na obrázku 7.9. Naměřené hodnoty můžeme vidět v tabulce 7.8.

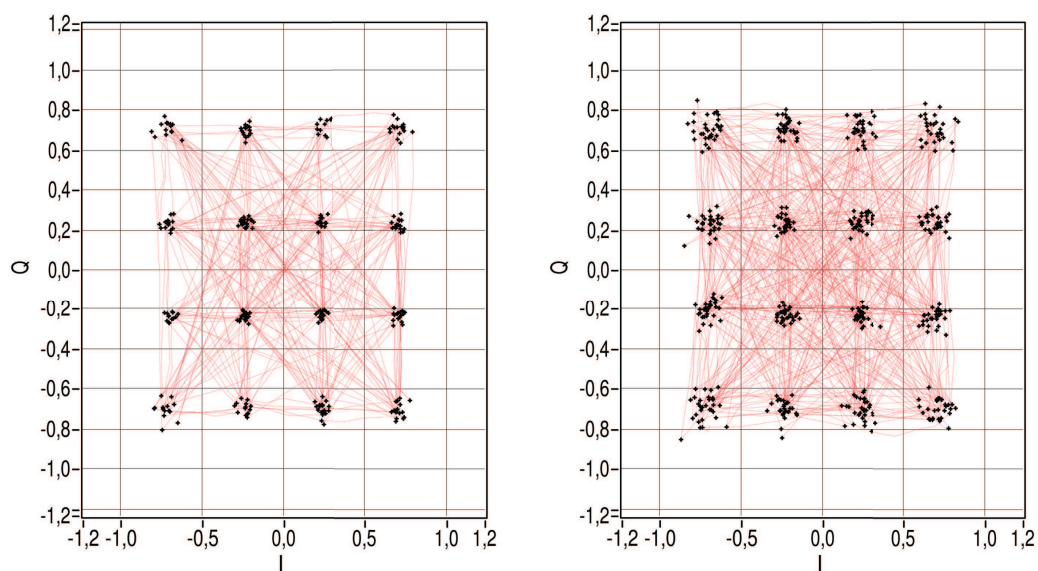
Tab. 7.8: Tabulka hodnot pro 16-QAM OFDM ve vzdálenosti 4 m pro různý počet subnosných

4m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	3,98	4,83	5,19	5,08	5,3	5,31	6,05	6,46
Fáze (%)	2,57	3,08	3,4	3,22	3,39	3,48	3,83	4,1
Magnituda (%)	4,5	5,49	5,97	5,74	5,89	6,06	6,58	7,17
PAPR (dB)	11,84	13,32	13,94	13,9	14,32	14,61	15,74	17,92

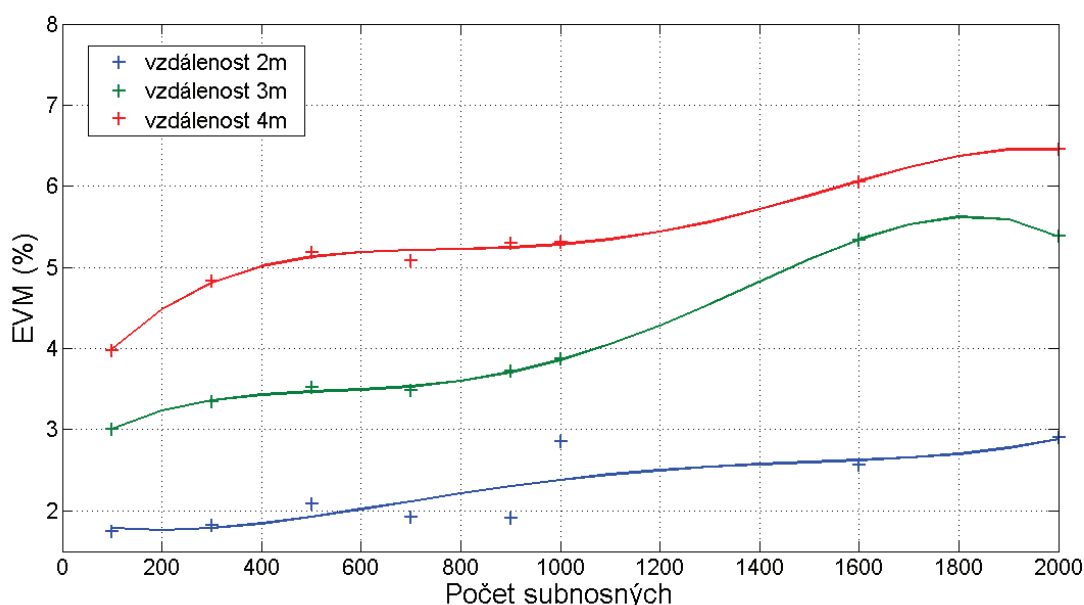
Podle konstelace a tabulky je vidět, že hodnoty jsou o trochu větší než při vzdálenosti 3 metry. Hodnota EVM je stále nízká a pohybuje se kolem 4% pro 100 subnosných, pro 2000 subnosných je tato hodnota přibližně 6,5%. Hodnota fáze je pořád nízká, hodnota PAPR je relativně stejná jako pro 16-QAM OFDM, pro 2000 subnosných je to přibližně 18 dB.



Obr. 7.8: Konstelační diagram pro modulaci 16-QAM OFDM, vzdálenost 3 m pro 100 a 2000 subnosných.



Obr. 7.9: Konstelační diagram pro modulaci 16-QAM OFDM, vzdálenost 4 m pro 100 a 2000 subnosných.

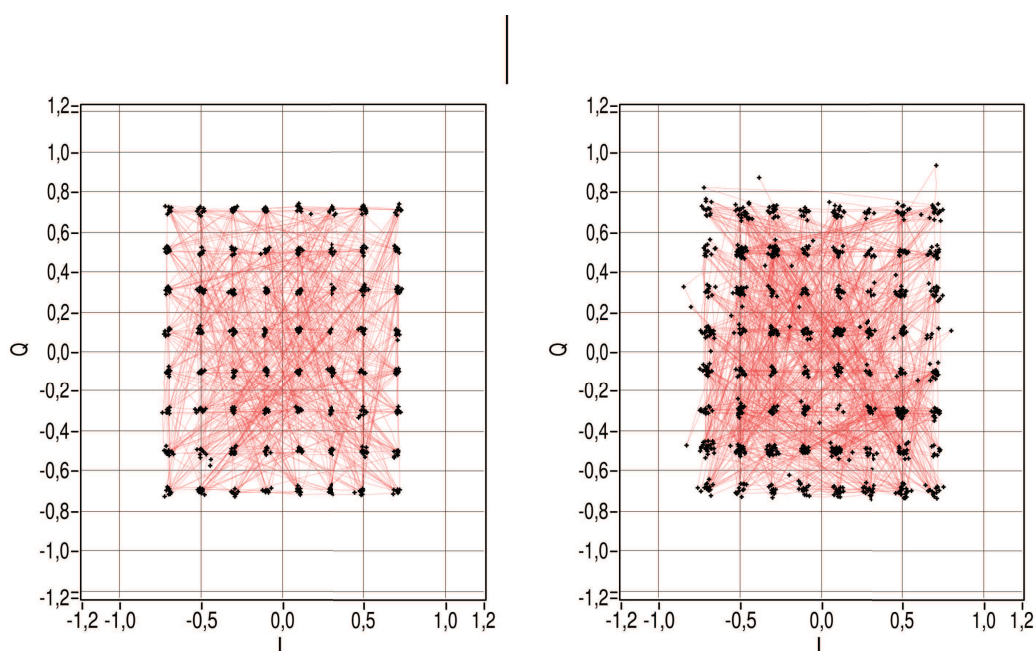


Obr. 7.10: Grafické zobrazení hodnot EVM pro různý počet subnosných modulace 16-QAM OFDM.

Na obrázku 7.10 můžeme vidět grafické znázornění hodnot EVM pro různé vzdálenosti, různý počet subnosných a pro 16-QAM OFDM. Můžeme pozorovat, že pro tuto modulaci a vzdálenost 2 metry se tato hodnota při 100 subnosných pohybuje kolem 2% a postupně se zvyšujícím se počtem subnosných roste až do hodnoty 3% pro 2000 subnosných. Při vzdálenosti fotodetektoru 3 metry od vysílače se tato hodnota zvýšila na 3% pro 100 subnosných a skončila na hodnotě 5,3% pro 2000 subnosných. Nejhorší hodnoty logicky byly pro vzdálenost 4 metry, které však byly stále přijatelné. Pro 100 subnosných byla hodnota EVM asi 4% a pro 2000 subnosných se zvedla na 6,5%. Zbylé konstelační diagramy jsou uvedeny v příloze A.2.

7.3.3 Měření 64-QAM OFDM

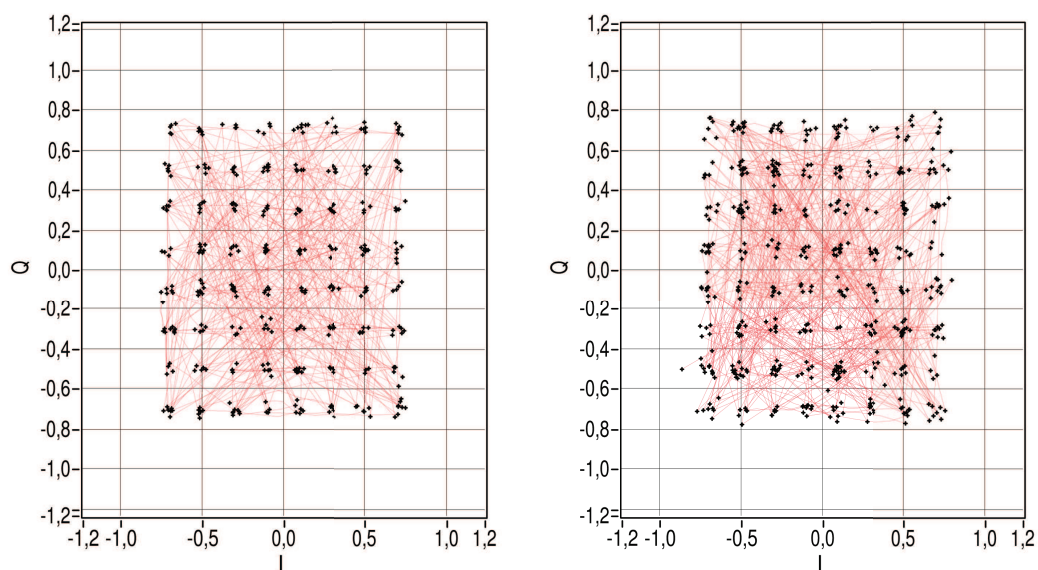
V této části měření byla využita modulace 64-QAM OFDM, která umožňuje přenést až 6 bitů jedním stavem, avšak je náchylnější na rušení. Výsledná konstelace pro 64-QAM OFDM ve vzdálenosti 2 metry pro různý počet subnosných je zobrazena na obrázku 7.11. Naměřené hodnoty můžeme vidět v tabulce 7.9. Hodnoty EVM jsou podle tabulky přijatelná a konstelace je uspořádaná, nedochází zde k žádným interferencím. Na obrázku 7.12 je znázorněna konstelace pro vzdálenost 3 metry a na obrázku 7.13 konstelace pro vzdálenost 4 metry. Tabulky naměřených hodnot jsou uvedeny v tabulce 7.10 a 7.11. Vyhodnocení pro tyto vzdálenosti probíhá stejně jako u předchozích měření, není zde výrazný rozdíl, který by ovlivnil popis naměřených hodnot.



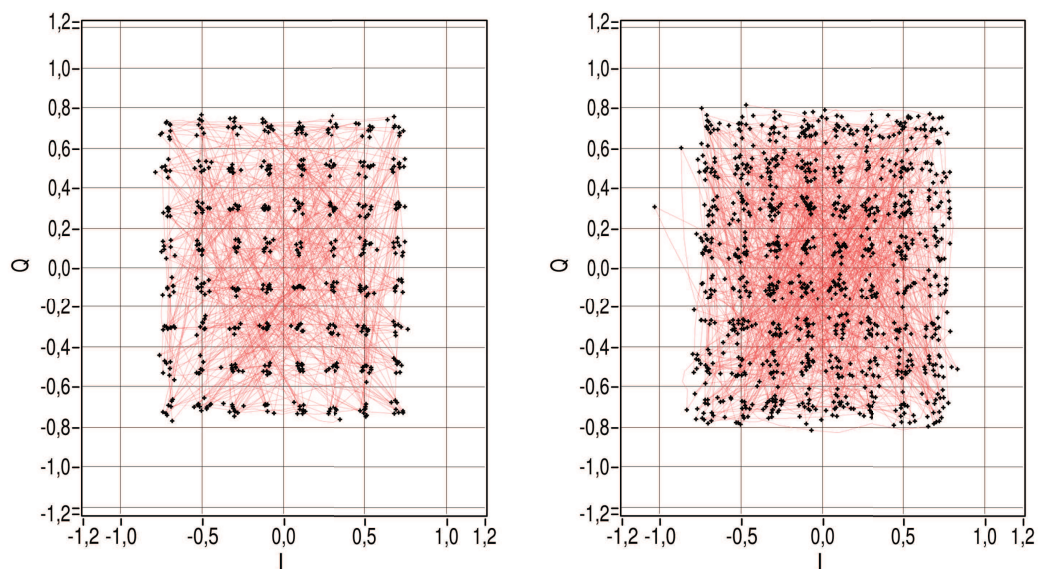
Obr. 7.11: Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM OFDM, vzdálenost 2 m pro 100 a 2000 subnosných.

Tab. 7.9: Tabulka hodnot pro 64-QAM OFDM ve vzdálenosti 2 m pro různý počet subnosných

2m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	1,67	1,91	1,76	2,23	2,48	2,68	3,08	3,6
Fáze (%)	1,43	1,78	1,6	2,04	2,23	2,28	2,5	3,73
Magnituda (%)	2,45	3,07	2,96	3,58	3,75	3,53	4,42	5,54
PAPR (dB)	13,15	13,54	13,68	15,76	15,91	16,48	17	18,34



Obr. 7.12: Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM OFDM, vzdálenost 3 m pro 100 a 2000 subnosných.



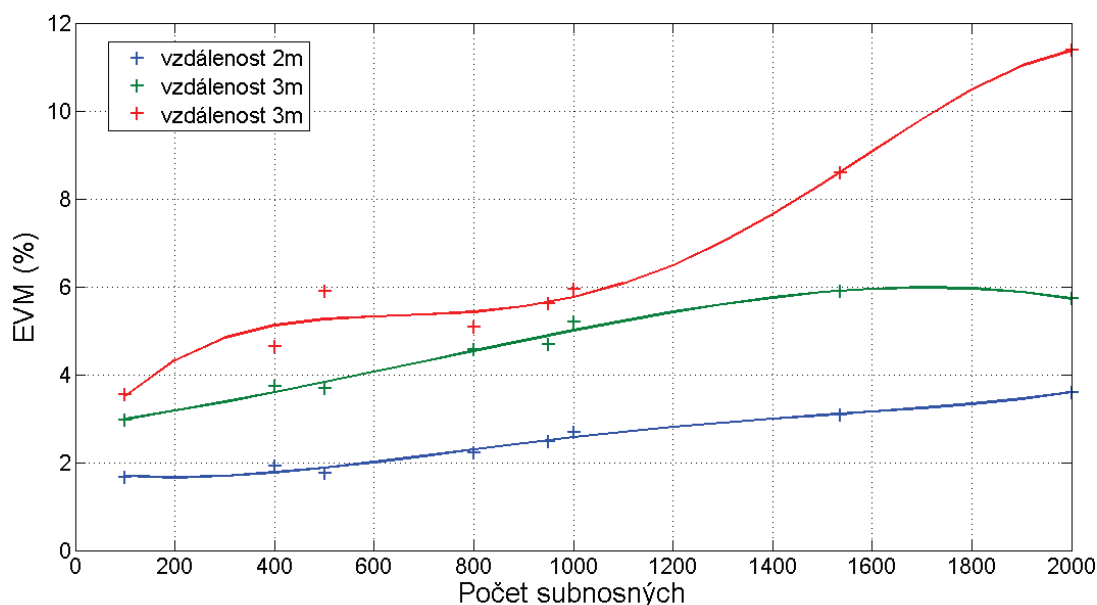
Obr. 7.13: Konstelační diagram pro modulaci 64-QAM OFDM, vzdálenost 4 m pro 100 a 2000 subnosných.

Tab. 7.10: Tabulka hodnot pro 64-QAM OFDM ve vzdálenosti 3 m pro různý počet subnosných

3m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	2,97	3,73	3,69	4,58	4,69	5,19	5,89	5,73
Fáze (%)	2,44	3,23	3,13	3,87	3,92	4,41	5,09	4,8
Magnituda (%)	4,33	2,35	5,59	5,8	6,18	5,91	7	6,22
PAPR (dB)	13,63	12,82	14,17	16,15	15,15	16,45	17,46	18,42

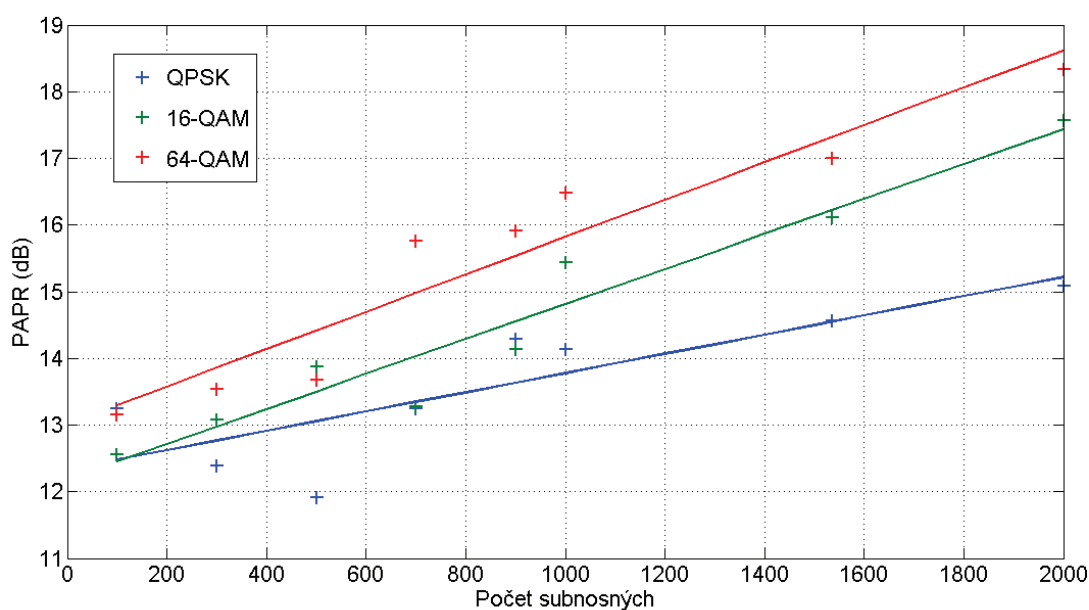
Tab. 7.11: Tabulka hodnot pro 64-QAM OFDM ve vzdálenosti 4 m pro různý počet subnosných

4m	Počet subnosných							
Parametr	100	300	500	700	900	1000	1535	2000
EVM (%)	3,55	4,65	5,9	5,09	5,61	5,94	8,59	11,38
Fáze (%)	3,01	3,99	5,03	4,27	4,63	5,01	7,32	9,29
Magnituda (%)	5,12	6,68	6,69	7,07	7,03	7,17	9,17	10,83
PAPR (dB)	13,76	13,57	14,62	14,97	15,95	16,24	16,98	18,29



Obr. 7.14: Grafické zobrazení hodnot EVM pro různý počet subnosných modulace 64-QAM OFDM.

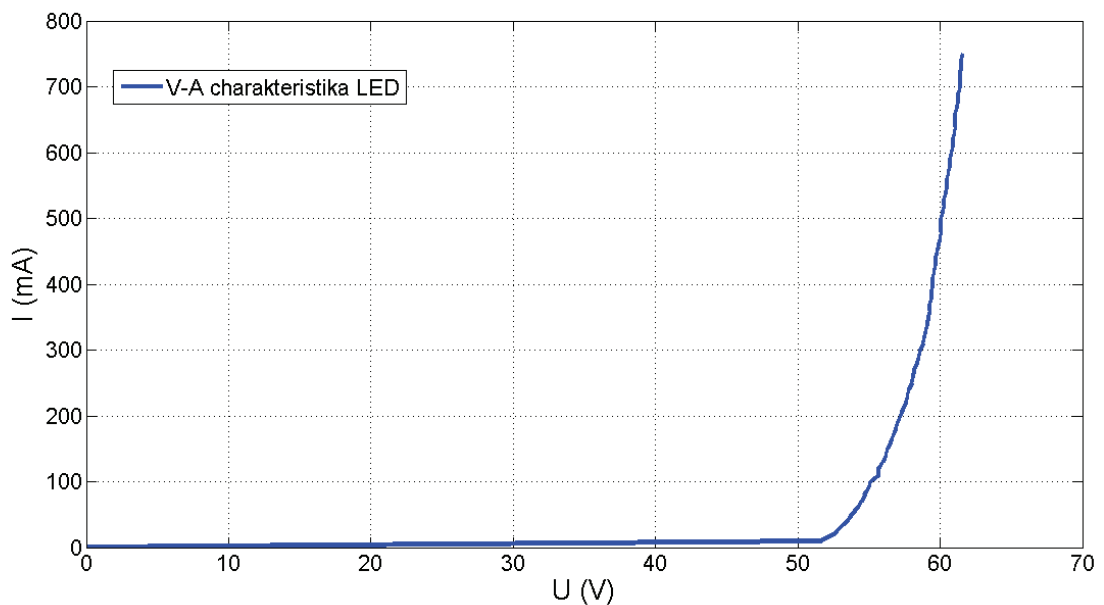
Z obrázku 7.14 vyplývá, že při využití modulace 64-QAM OFDM na vzdálenost tři metry můžeme signál přenést bez větších ztrát, hodnota EVM se pro různý počet subnosných pohybovalo v rozmezí od 2% do 4%. Stejně tak je možné využít tuto modulaci ve vzdálenosti 3 metry fotodetektoru od vysílače. I v tomto případě nebude docházet k degradaci systému nebo fázové rotaci konstelačního diagramu. Při vzdálenosti 4 metry můžeme vidět, že při využití 100 subnosných je hodnota EVM přibližně 4%, avšak s rostoucím počtem subnosných už hodnota nabývá vysokých hodnot. EVM pro 2000 subnosných se blížilo 12%, což už je vysoká hodnota, proto by bylo vhodné využít ekvalizér jak na straně vysílače, tak i přijímače. Obrázek 7.15 zobrazuje závislost hodnoty PAPR na počtu subnosných pro různé modulační schémata. Je evidentní, že pro nižší stavové modulační schémata je tato hodnota menší, což potvrzuje teorii. Podle teorie by tato hodnota měla růst lineárně, ale v reálu tato hodnota kolísá. Pro 100 subnosných zde není výrazný rozdíl mezi modulačními schématy, avšak při využití většího počtu subnosných se tato hodnota značně zvyšuje. Pro 2000 subnosných je hodnota PAPR asi 18,5 dB, což je hodnota značně vysoká, proto se u OFDM využívají různé redukční techniky pro PAPR, jako je ořezávání (clipping). Zbylé konstelační diagramy jsou uvedeny v příloze A.3.



Obr. 7.15: Grafické zobrazení hodnot PAPR pro různý počet subnosných a pro různé modulační schémata ve vzdálenosti 2 m.

8 NELINEÁRNÍ CHARAKTERISTIKA LED

Nelineární charakteristika V-I pro LED je zobrazena na obrázku 8.1. LED mají tzv. TOV (turn-on voltage). Pokud je hodnota vstupního napětí menší než TOV, LED je považována za odpojenou a nepropouští proud. Proto je přidáván DC bias, který zaručuje, že vstupní signál je nastaven v pracovním bodě LED. Nicméně, LED odezva vykazuje nelinearitu pro velké vstupní signály. Zvýšení velikosti signálu vede LED do nelineární oblasti a tím vykazuje nelineární efekty. Kromě toho, LED mají maximální přípustný proud, který omezuje maximální velikost vstupního signálu.



Obr. 8.1: V-A charakteristika DLM 3000 Fortimo .

8.1 Návrh linearizace

Za předpokladu, že V_{in} je amplituda vstupního signálu a i_{out-pd} je požadovaný výstupní proud známy z lineární odezvy. Potom se původní výstupní amplituda nastaví pro generaci v_{out-pd} , který generuje správnou výstupní amplitudu proudu i_{out-pd} , který udává celkové zkreslení LED odezvy. Prostřednictvím předzkreslení dosáhne křivka lineární odezvy velkého rozsahu vstupního signálu. Nicméně oblast, která je linearizována, je omezená. Maximální výstupní amplituda, která bude lineárně modulována závisí na maximálním přípustném AC proudu procházejícím LED. Polynom pro zkreslení se získá následujícím postupem:

- Získáme polynomickou rovnici $f(v)$ (proud procházející LED jako funkce napětí na LED) za použití naměřených dat průchozího proudu a průchozího napětí.

- Získáme polynomickou rovnici $f(i)$ (napětí procházející LED jako funkce proudu na LED) za použití stejných elektrických měření.
- Určíme polynomickou rovnici pro požadovaný linearizovaný vztah proudu na napětí.
- Nahradíme v $f(i)$ průchozí proud k získání odpovídajících hodnot průchozího napětí.
- Získáme polynomickou rovnici zkreslení pomocí hodnot průchozího napětí získaného v předchozím kroku.

9 ZÁVĚR

Cílem diplomové práce byla studie zabývající se problematikou optických bezvláknových datových sítí, konkrétně oblastí viditelného optického záření VLC a využití v současnosti nejpoužívanější modulační techniky ortogonálního frekvenčně děleného multiplexu OFDM. Práce se konkrétně zabývá návrhem modulátoru a demodulátoru OFDM v prostředí Labview od firmy National Instruments. OFDM modulační technika je založena na rozdělení sériového datového toku na několik paralelních toků. Využitím tohoto principu dochází ke snížení mezisymbolové interference ISI. Důležitou podmínkou pro návrh modulátoru bylo zaručení ortogonalita mezi subnosnými, které je umožněno jednak pomocí využití rychlé Fourierovy transformace a jednak využitím ochranného intervalu, konkrétně v našem případě byl využit cyklický prefix. Pro úspěšný návrh a celkovou funkčnost modulátoru byla důležitá technika synchronizace. Proto byla zvolena synchronizace pomocí referenčních symbolů, které byly prokládány mezi symboly. V případě návrhu modulátoru bylo nutné využít stejnou synchronizační techniku. Pro správné určení vyslaných symbolů byl využit Van De Beekův algoritmus, který porovnává fázový a časový posuv vyslaných symbolů.

V praktické části byla využita simulace pro ověření funkčnosti implementované OFDM modulační techniky. Jedním z testovaných parametrů byla bitová chybovost BER. Z naměřených výsledků vyplývá, že parametr BER je závislý na použité modulaci a také na nastaveném odstupu signálu od šumu E_b/N_0 . Pro vyšší stavové modulace je systém náchylnější na odstup signálu od šumu a je nutné jí zvýšit. Nejmenší bitovou chybovost v závislosti na odstupu signálu od šumu měla modulační technika OFDM založená na modulaci 4-QAM, kdy pro bezchybný datový přenos tedy $BER = 0$ byl potřebný odstup signálu od šumu 18 dB. Naopak jako nejhorší modulace v tomto ohledu byla modulační technika OFDM založená na modulaci 64-QAM, kdy byl potřebný odstup signálu od šumu 35 dB pro $BER = 0$. V dalším měření byla testována závislost hodnoty BER pro modulaci 4-QAM OFDM pro různý počet subnosných v závislosti na odstupu signálu od šumu. Bylo pozorováno, že hodnota BER se nepatrně zvyšuje pro větší počet subnosných. To je dáno složitostí rychlé Fourierovy transformace při větším počtu subnosných. Potřebná hodnota odstup signálu od šumu byla pro 512 subnosných 20 dB a pro 1412 subnosných přibližně 21 dB. Jedním z důležitých parametrů pro modulační techniku OFDM je poměr špičkového ku střednímu výkonu. Byla testována závislost hodnoty PAPR na počtu subnosných pro různé modulace. Z výsledků vyplývá, že hodnota PAPR je podle simulací závislá jak na počtu subnosných, tak i na použité modulaci. S rostoucím počtem subnosných hodnota PAPR lineárně rostla. Nejmenší hodnoty PAPR dosahovala modulace 4-QAM OFDM, při 500 subnosných byla tato hodnota 6,5 dB, naopak největší hodnoty PAPR dosahovala modulace 64-QAM OFDM, kdy hodnota PAPR pro 2000 subnosných vzrostla na 11,3 dB. Hlavním parametrem jak v simulačním, tak při reálném měření byla

amplituda chybového vektoru EVM. Tento parametr byl opět testován v závislosti na hodnotě odstup signálu od šumu. Pro vyšší stavové modulace byla tato hodnota nejnižší a naopak pro nižší stavové modulace byla tato hodnota největší. Pro 4-QAM OFDM a odstup signálu od šumu dosahoval parametr EVM 22 % a pro stejný odstup signálu od šumu dosahovala modulace 64-QAM OFDM hodnoty EVM přibližně 10 %. S rostoucím odstupem signálu od šumu hodnota EVM klesala, při nižších hodnotách docházelo k rozpadu spojení.

V druhé části praktického měření byla implementovaná modulační technika OFDM využita pro reálný přenos dat. Pro přenos dat byla využita knihovna funkcí Modulation Toolkit pro software Labview a jako hardwarová část byl použit signálový generátor PXI-5670 a signálový analyzátor PXI-5661. Byly analyzovány přenosové vlastnosti bodového LED světla s využitím pokročilých modulačních formátů M-PSK a M-QAM. Hlavním analyzovaným parametrem byla amplituda chybového vektoru EVM. Vyslán signál byl detekován v různých vzdálenostech od přijímače a byla vyhodnocena maximální dosažená vzdálenost s využitím našeho systému. Z naměřených výsledků můžeme určit, že nejpoužitelnější modulace je QPSK OFDM. Při využití této modulace bylo možné nastavit větší počet subnosných bez větších degradací systémů a možnost použít tuto modulaci na vzdálenost 4 metry. Nicméně s větším počtem subnosných byl systém náchylnější na parazitní jevy. Podobné výsledky byly získány i při využití modulace 16-QAM OFDM. Opět bylo možné dosáhnout vzdálenosti 4 metry fotodetektoru od vysílače, což je doloženo vhodnými hodnotami EVM. Při využití modulace 64-QAM OFDM docházelo při vyšších hodnotách subnosných k fázovému posuvu a při vzdálenosti 4 metry už nebylo téměř možné tuto modulaci využít. Při menším počtu subnosných však bylo možné konstelční diagram stále rozeznat. Hlavní nevýhodou modulace OFDM je vysoká hodnota PAPR. Při reálném měření tato hodnota dosahovala patrně větších hodnot než při simulaci. Byl ověřen fakt, že hodnota PAPR lineárně roste s počtem subnosných. Vyšší hodnoty PAPR jsou dány také nelineární charakteristikou LED. V závěru práce je navrhnout způsob linearizace nelineární charakteristiky LED.

Co se týče možnosti dalšího zlepšení přenosových vlastností implementovaného modulačního formátu ortogonálního frekvenčně děleného multiplexu pro reálné využití, bylo by vhodné snížit hodnotu poměru špičkového ku střednímu výkonu PAPR pomocí redukčních technik uvedených v teorii. Dále by bylo vhodné realizovat navrhnutou linearizaci pro nelineární charakteristiku LED, která zkresluje hodnoty EVM.

LITERATURA

- [1] Z. GHASSEMLOOY, Z.W. Optical wireless communications system and channel modelling with MATLAB. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013. ISBN 9781439852354.
- [2] RANDEL, Sebastian, Florian BREYER, Sian C. J. LEE a Joachim W. WALEWSKI. Advanced Modulation Schemes for Short-Range Optical Communications. Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE. 2010, (16), 1280-1289 [cit. 2016-02-14]. DOI: 10.1109/JSTQE.2010.2040808.
- [3] WORLD METEOROLOGICAL ORGANIZATION. Guide to meteorological instruments and methods of observation. 7th ed. Geneva, Switzerland: World Meteorological Organization, 2008. ISBN 9789263100085.
- [4] 16TH IST MOBILE AND WIRELESS SUMMIT, 1-5 July 2007. Mobile and Wireless Communications Summit, 2007. 16th IST. Piscataway, N.J.: IEEE, 2007. ISBN 9638111666.
- [5] BINGHAM, John A. C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. Communications Magazine, IEEE. 1990, (28), 5-14. DOI: 10.1109/35.54342.
- [6] J. VUCIC, J. KOTTKE, S. NERRETER, A. BUTTNER a J. W. WALEWSKI. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. Communications Magazine, IEEE. 1990, (28), 5-14. DOI: 10.1109/LPT.2009.2028696.
- [7] BALADA, Radek. Klasifikace typu digitalni modulace. Brno, 2010. Vysoke uceni technicke v Brne. Vedouci prace Karel Povalac.
- [8] BELOHLAVEK, Jiri. Navrh typu modulace pro prostredi s rusenim. Brno, 2009. Vedouci prace Radim Pust.
- [9] MACALIK, Ladislav. Softwarove definovane radio na bazi USRP. Ostrava, 2014. Vedouci prace Jan Zidek.
- [10] eArchiv: Archiv clanku a prednasek Jiriho Peterky [online]. Jiri Peterka, 1996 [cit. 2016-02-13]. Dostupne z: <http://www.earchiv.cz/a96/a639k150.php3>
- [11] What is BER | Bit Error Rate Tutorial | Radio-Electronics.com [online]. [cit. 2016-02-15]. Dostupne z: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/ber/bit-error-rate-tutorial-definition.php>
- [12] Modulacni chyba [online]. 2013, , 1-2 [cit. 2016-02-15]. Dostupne z: http://www.horevaj.com/horevaj/K4_files/K4_89.pdf
- [13] BER and MER Fundamentals [online]. 2007 [cit. 2016-02-15]. Dostupne z: http://www.gcsccte.org/presentations/2008/Ron.Hranac_Presentation-BER%20+%20MER%20Fun.pdf

-
- [14] Understanding Error Vector Magnitude. Electronic design [online]. 2013 [cit. 2016-02-16]. Dostupne z: <http://electronicdesign.com/engineering-essentials/understanding-error-vector-magnitude>
- [15] Modulation Error Ratio (MER) and Error Vector Magnitude (EVM). National Instruments [online]. 2014 [cit. 2016-02-16]. Dostupne z: <http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>
- [16] ARMSTRONG, J. OFDM for Optical Communications. IEEE. 2009, 189-204. DOI: 10.1109/JLT.2008.2010061. ISSN 0733-8724.
- [17] Optical OFDM Basics. SHIEH, William, Qi YANG a Abdullah Al AMIN. Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications. 7. Springer New York, 2011, s. 43-85. ISBN 978-1-4419-8138-7.
- [18] Full rotation-invariant coding and modulation scheme. Roks [online]. [cit. 2016-02-28]. Dostupne z: http://roks.com.ua/ru/Pay_transport/publication8158/
- [19] KOUDELKA, Petr. Studium vlastnosti opticke bezvlaknove datove site pro vnitřní prostoru v oblasti viditelného optického záření. Ostrava, 2016.
- [20] DUFFEK, Ludek. MODULATOR QAM. Brno, 2008.
- [21] Jak funguje kvadrurní amplitudová modulace. Jak funguje kvadrurní amplitudová modulace [online]. 2009 [cit. 2014-01-11]. Dostupne z: <http://www.internetprovsechny.cz/jak-funguje-kvadrurni-amplitudova-modulace/>
- [22] CHO, Yong Soo. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB. Hoboken, NJ: Wiley, c2010.
- [23] MARTINEK, Radek. GENEROVANÍ DIGITÁLNĚ MODULOVANÝCH SIGNÁLŮ S VYUŽITÍM MODULÁRNÍHO SYSTÉMU HARDWAROVÉ PLATFORMY V PODOBĚ PXI VEKTOR SIGNÁLOVÉHO GENERÁTORU A KNIHOVNÍCH FUNKCÍ Z DOPLŇKOVÉ KNIHOVNY MODULATION TOOLKIT. Ostrava, 2011.
- [24] HAJDUK, Peter. Studium vplyvu modulácie LED na fotometrické veličiny a homogenitu vyžarovania automobilového svetla. Ostrava, 2015. Vedoucí práce Ing. Petr Koudelka.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

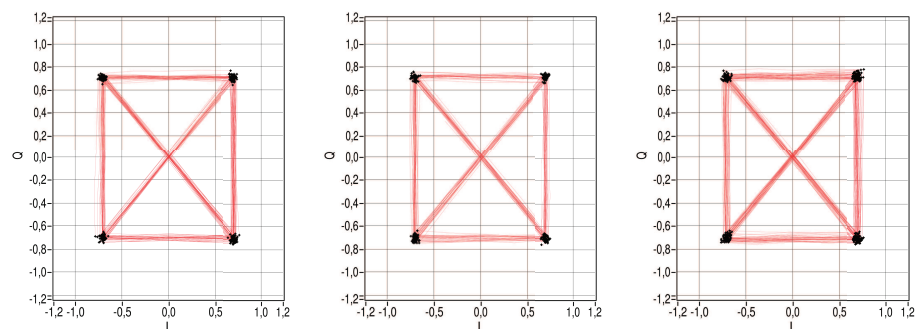
PAPR	poměr špičkové k průměrné hodnotě signálu
ASK	klíčování amplitudovým posuvem
BER	bitová chybovost
CCDF	doplňková kumulativní distribuční funkce
CFO	frekvenční offset nosné
CP	cyklický prefix
CS	cyklický suffix
DFT	diskrétní Fourierova transformace
EVM	amplituda chybového vektoru
FEC	dopředná korekce chyb
FFT	rychlá Fourierova transformace
FSK	klíčování frekvenčním posuvem
ICI	interference mezi nosnými
IR	infračervená komunikace
ISI	mezisymbolová interference
LED	dioda emitující světlo
LTE	technologie 4G
MCM	modulace s více nosnými
MER	modulační chybovost
OFDM	ortogonální frekvenčně dělený multiplex
OOK	on-off keying
PAPR	poměr průměrného ku špičkovému výkonu
PSK	klíčování fázovým posuvem
QAM	kvadrurní amplitudová modulace
RF	radio-frekvenční komunikace
STO	časový offset
VLC	komunikace ve viditelném světle
VLCC	konsorcium pro komunikaci ve viditelném světle
VPPM	modulace proměnnou pozicí pulsů
ZP	vložení nul

SEZNAM PŘÍLOH

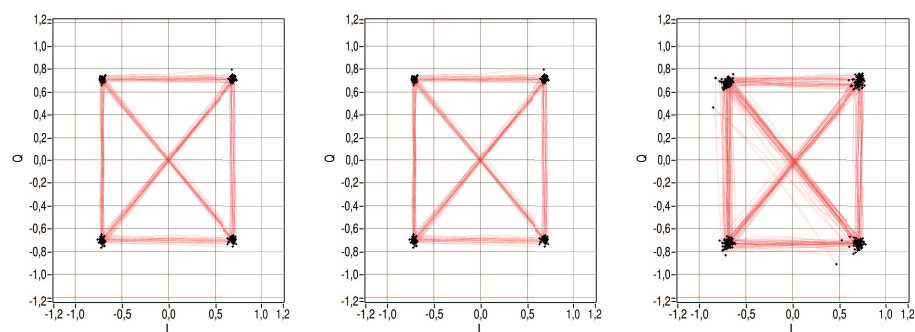
A	Konstelační diagramy	80
A.1	Konstelační diagramy pro modulaci QPSK	80
A.2	Konstelační diagramy pro modulaci 16-QAM	83
A.3	Konstelační diagramy pro modulaci 64-QAM	86

A KONSTELAČNÍ DIAGRAMY

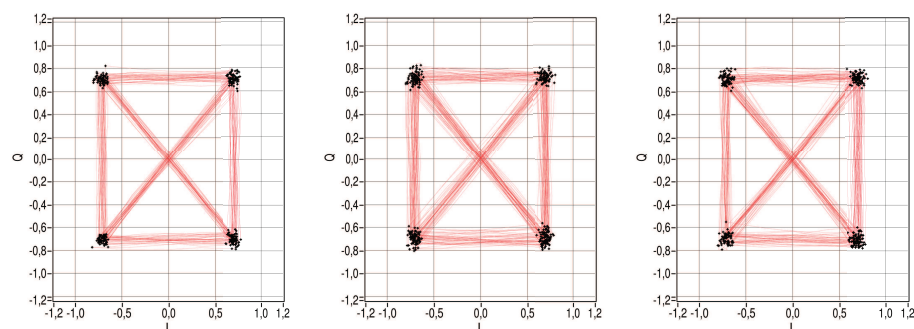
A.1 Konstelační diagramy pro modulaci QPSK



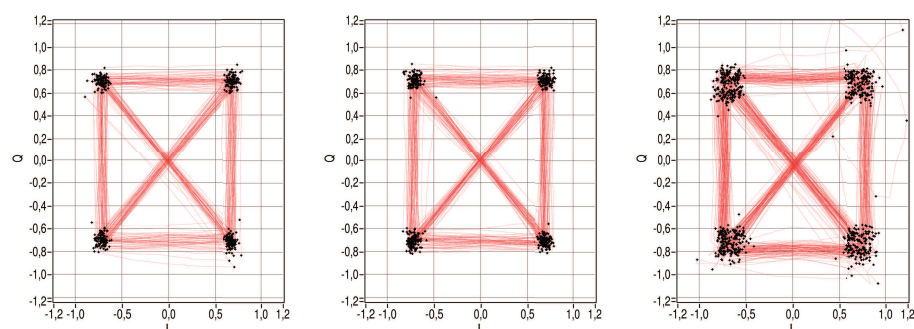
Obr. A.1: Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných



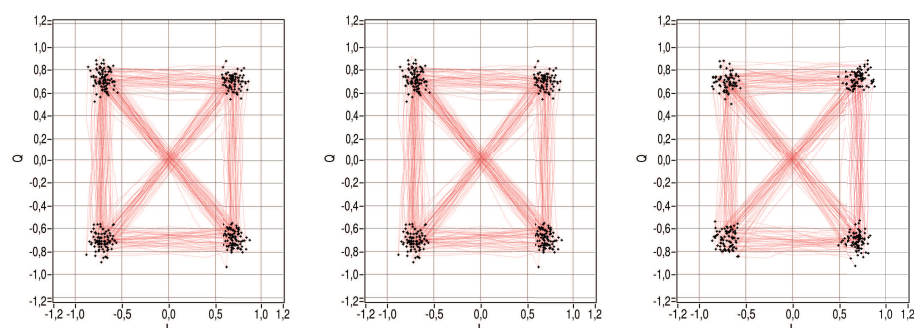
Obr. A.2: Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných



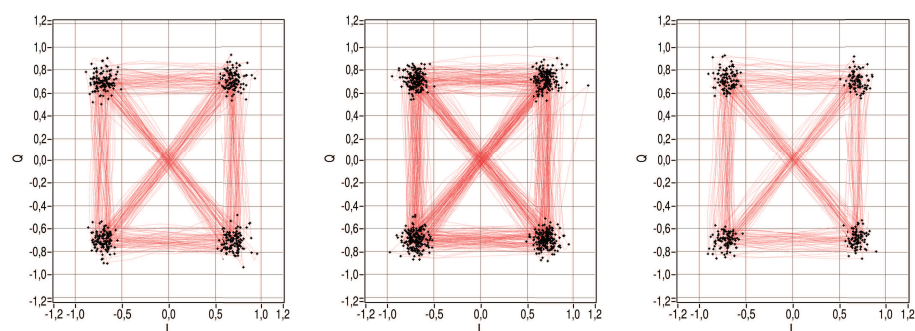
Obr. A.3: Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných



Obr. A.4: Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných

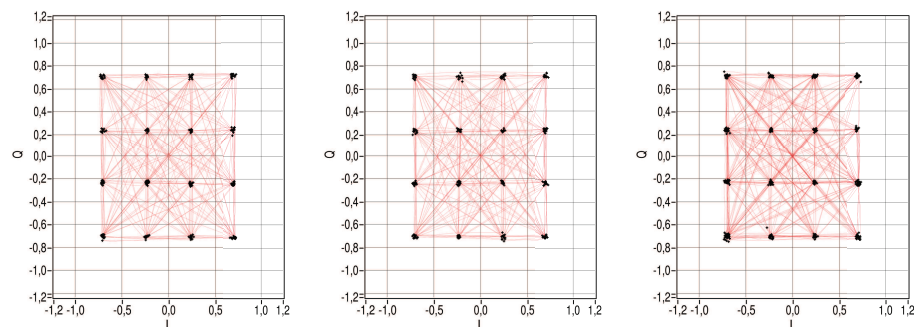


Obr. A.5: Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných

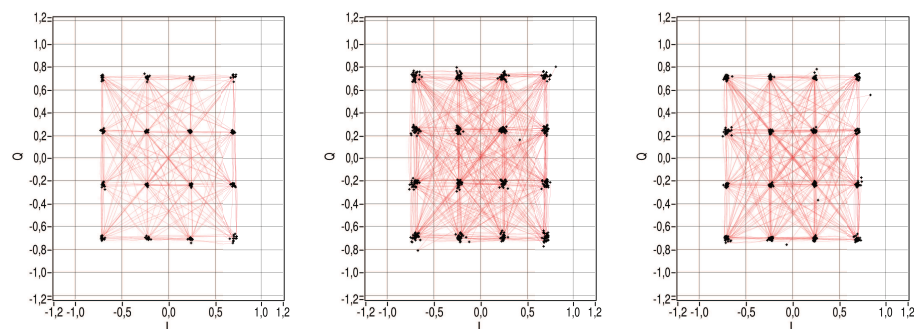


Obr. A.6: Konstelační diagram pro QPSK ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných

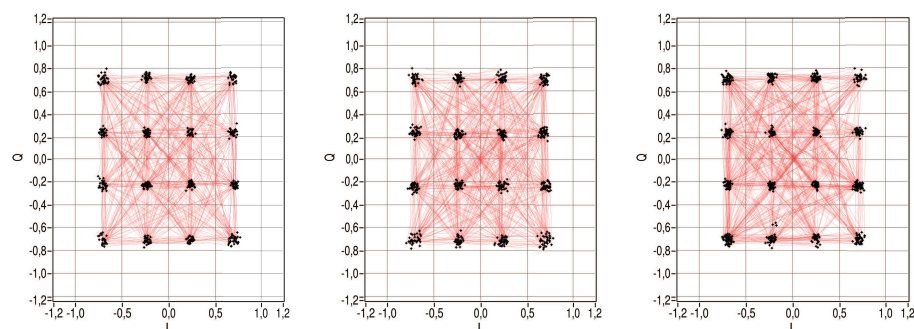
A.2 Konstelační diagramy pro modulaci 16-QAM



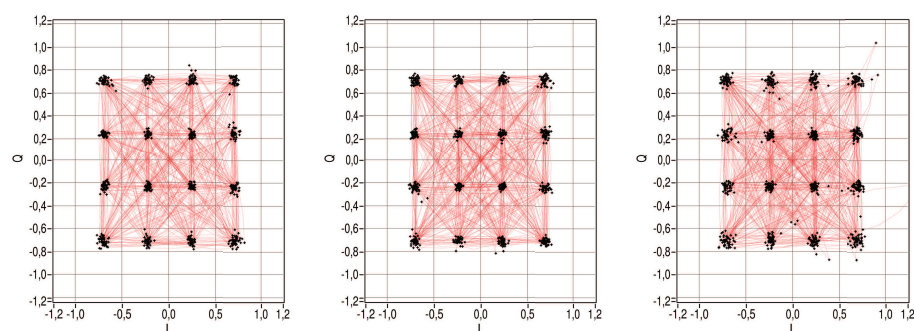
Obr. A.7: Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných



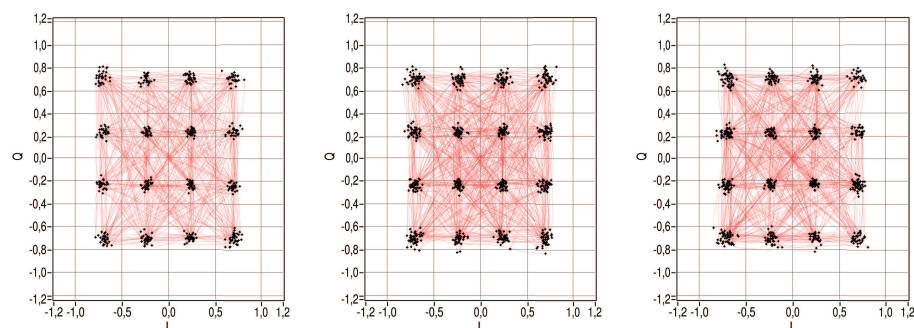
Obr. A.8: Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných



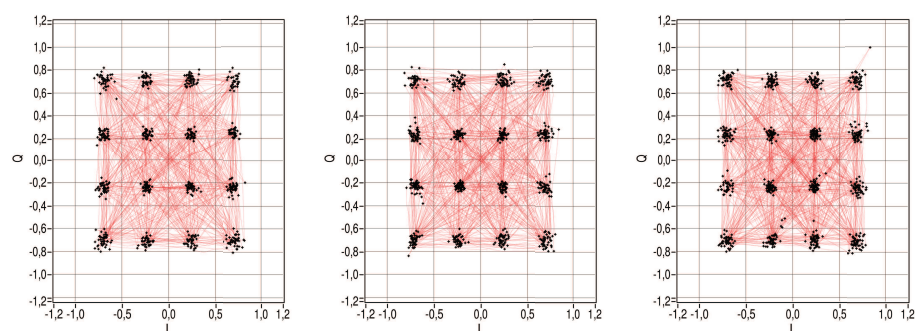
Obr. A.9: Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných



Obr. A.10: Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných

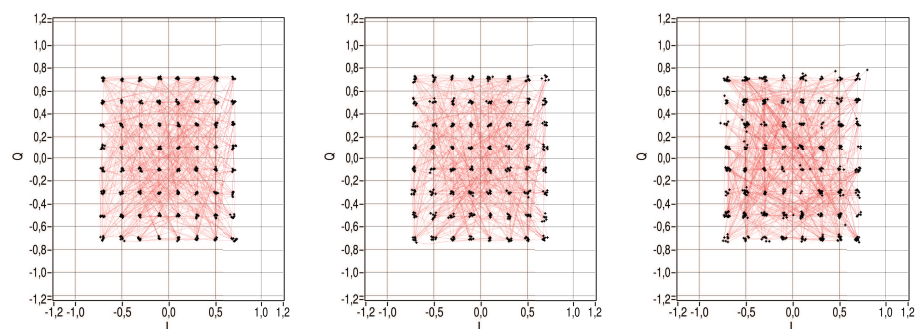


Obr. A.11: Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných

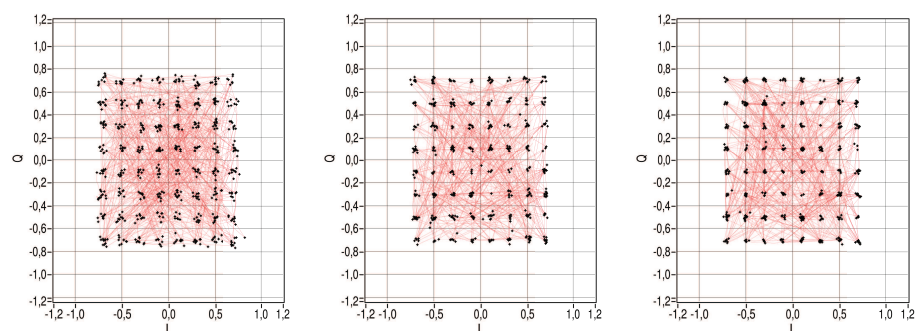


Obr. A.12: Konstelační diagram pro 16-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných

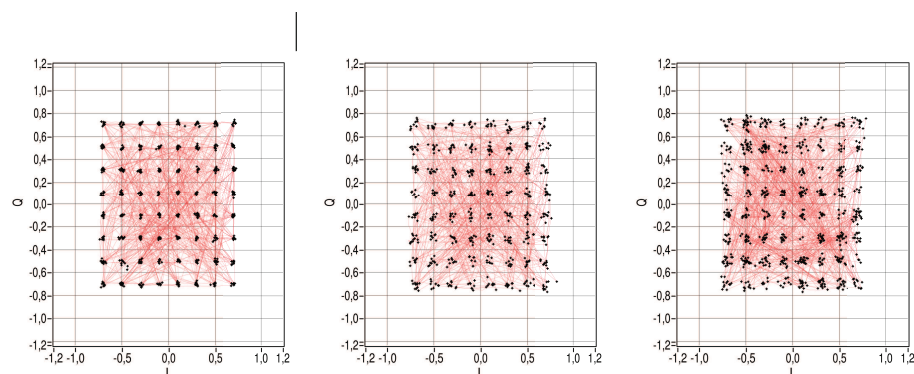
A.3 Konstelační diagramy pro modulaci 64-QAM



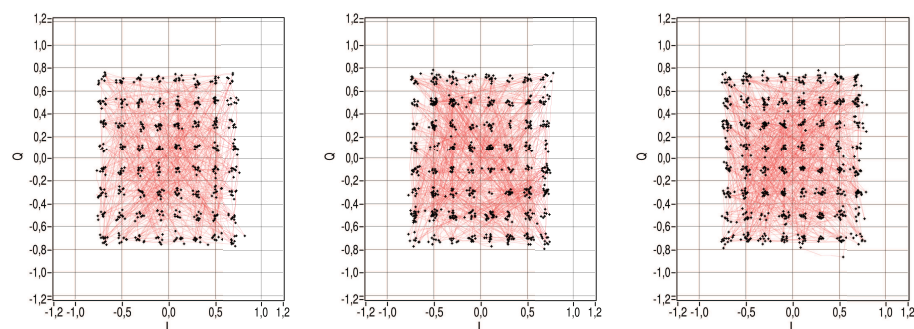
Obr. A.13: Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných



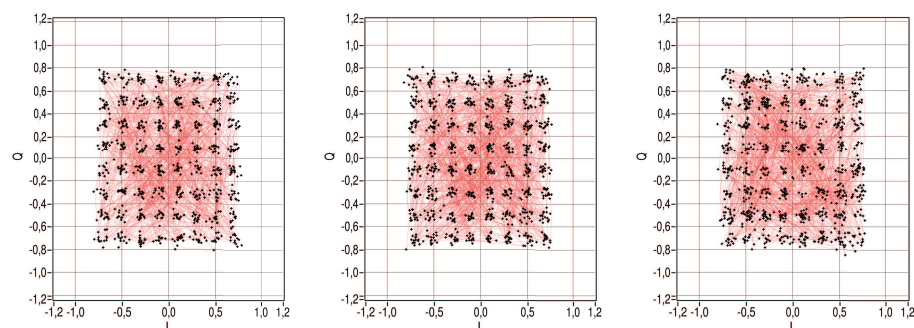
Obr. A.14: Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 2 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných



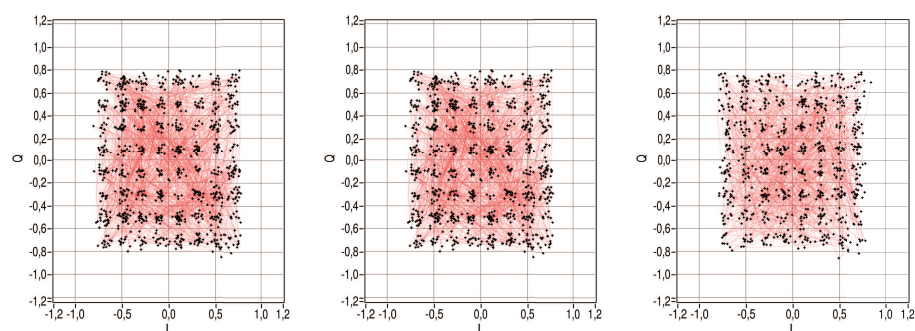
Obr. A.15: Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných



Obr. A.16: Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 3 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných



Obr. A.17: Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 300, 500 a 700 subnosných



Obr. A.18: Konstelační diagram pro 64-QAM ve vzdálenosti 4 metry zleva pro 900, 1000 a 1536 subnosných